

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté des Sciences de l'Ingénieur  
Département d'Electrotechnique

Année 08/09

## THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de DOCTORAT

**CONTRIBUTION A LA MODELISATION ET A LA  
COMMANDE DES ACTIONNEURS ELECTRIQUES  
(ASPECT CONTINU ET ALTERNATIF)**

Option

Commande électrique

Par

**Chams-eddine FERAGA**

**DIRECTEUR DE THESE : Ali YOUSFI Pr. U. ANNABA**

**Soutenue le 03-03-2009**

**DEVANT LE JURY**

<b>PRESIDENT :</b>	<b>Tahar</b>	<b>BAHI</b>	<b>M.C</b>	<b>U. ANNABA</b>
<b>EXAMINATEURS :</b>	<b>Abdelkrim</b>	<b>MOUSSAOUI</b>	<b>M.C</b>	<b>U. GUELMA</b>
	<b>Ahcene</b>	<b>LEMZADMI</b>	<b>M.C</b>	<b>U. GUELMA</b>
	<b>Messaoud</b>	<b>BOULOUH</b>	<b>M.C</b>	<b>U. GUELMA</b>
	<b>Ahmed</b>	<b>OUARI</b>	<b>M.C</b>	<b>U. ANNABA</b>

## REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail de recherche je remercie **ALLAH** et je suis heureux de pouvoir exprimer toute ma gratitude envers les personnes qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de ce mémoire.

Je tiens à remercier :

Monsieur T. BAHY Maître de conférence à l'Université Badji Mokhtar Annaba, pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury en tant que président, mais également pour tout l'intérêt qu'il a manifesté sur ce travail de recherche et j'en suis particulièrement touché et reconnaissant.

Monsieur A.MOUSSAOUI, Maître de conférence à l'Université 08 mai 45 de Guelma. C'est un grand honneur qu'il m'a fait en faisant partie des membres du jury. Malgré ses diverses responsabilités, j'ai apprécié sa grande compétence scientifique, ses conseils et ses suggestions qui ont été pour moi autant d'aides inestimables.

Monsieur M. BOULOUH et Monsieur A.LEMZADMI Maîtres de conférence à l'Université 08 mai 45 de Guelma, pour avoir accepté d'être membre de ce jury, et pour leurs remarques judicieuses sur le mémoire.

Monsieur A. OUARI, Maître de conférence à l'Université Badji Mokhtar Annaba, pour l'intérêt qu'il porte à ce travail en participant à ce jury en tant que membres.

Monsieur A.YOUSFI, Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, qui a encadré mes travaux tout en me laissant beaucoup de liberté dans le développement de mes propres axes de recherche. Qu'il soit remercié pour sa disponibilité et son aide scientifique. Je lui suis particulièrement reconnaissant pour sa révision très détaillée du mémoire et ses nombreuses remarques.

Monsieur Abdallah BOULDJEDRI, thésard et ingénieur à Sonatrach pour son soutien, ses remarques et ses encouragements permanents tout au long de ce travail. Ses conseils souvent judicieux et les orientations qu'il m'a proposées ont été pour moi autant d'aides précieuses. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

Mon frère Mohamed Amine FERAGA et son ami Sabri BOUTEMDJET pour l'aide qu'ils m'ont apporté en révisant les publications scientifiques que j'y ai rédigées. Que ce mémoire soit la marque de toute ma considération et estime.

Mon frère Mohamed Ali FERAGA, mon cousin Mohamed Ahmed FERAGA et Abdenacer BARANI, qui m'ont apporté une aide précieuse dans la phase de rédaction du mémoire. Qu'ils soient assurés de ma sympathie pour avoir fortement contribué à créer une ambiance de travail très agréable et un climat propice à l'accomplissement de ces travaux.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du laboratoire de génie électrique de l'Université de Guelma (L.G.E.G).

Je terminerais ces remerciements par une immense reconnaissance envers toute ma famille. Il m'est impossible d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à ma mère, mon père, mes frères et ma sœur. J'espère que ce mémoire contribuera modestement à les en remercier. Sans oublier ma grand-mère, ma tante, mes oncles, mon beau-père et ma belle-mère ainsi que leurs enfants.

Aucune expression de remerciement ne peut traduire mes redevances envers mon épouse pour ses encouragements, sa patience, et son soutien quotidien tout au long de ce travail comme d'ailleurs dans notre vie. Qu'elle trouve ici mon amour et ma reconnaissance. Finalement, ce mémoire est dédié à ma petite fille Rahma, qu'**ALLAH** la protège.

## Résumé

La présente étude a pour objectif le développement d'une stratégie de commande des actionneurs électriques capable de fournir des réponses en couple électromagnétique de grande dynamique.

Dans la stratégie de commande de la machine à courant continu à excitation séparée, l'alimentation est assurée par un convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion et un inverseur statique permettant le fonctionnement dans les quatre quadrants. Cette configuration mène à une amélioration considérable par rapport aux structures classiques, en associant une dynamique très importante sur le couple électromagnétique.

La commande directe du couple de la machine asynchrone permet d'égaliser les performances de la machine à courant continu. En effet, par choix dans une table de commutation des vecteurs de sortie de l'onduleur de tension, elle impose directement les états des interrupteurs de puissance en fonction de l'état électromagnétique de la machine.

Dans ce contexte, deux stratégies de commande DTC sont traitées dans le cadre de ce travail. La première consiste à n'utiliser que des séquences actives dans la table de vérité, elle souffre des pertes par commutation. La seconde utilise les huit vecteurs de tension de l'onduleur (six actifs et deux nuls) et considère une entrée additionnelle: le signe de l'évolution du couple électromagnétique, elle améliore les performances du variateur. Les résultats de simulations obtenus montrent de bonnes performances statiques et dynamiques des commandes proposées.

## **Summary**

The present study deals with the development of a control strategy for electrical actuator able to provide electromagnetic torque responses of high dynamics.

In the control strategy of a separately excited direct current machine, an ac-dc converter with pulse width modulation control is employed and a static reversing switch allows operation in all four quadrants. This configuration offers considerable performance when compared to conventional structures and it associate a high dynamics responses of electromagnetic torque.

The direct torque control strategy allows to bring the performances of asynchronous machine almost similar to that of a direct current machine. Indeed, by choosing the right inverter output vectors in a switching table, it directly imposes the power switches states according to the electromagnetic state of the machine.

Two direct torque strategies are treated within this work. The first employ the active voltage sequence in look up table it suffer from the switching losses. The second use the eight inverter voltage vector (six active and two zero) and consider an additional entry: the sign of electromagnetic torque evolution; it improves the performance of drive. The simulation results obtained reveal very good static and dynamic performances of the proposed control strategies.

## الملخص

تهدف هذه الدراسة لتطوير إستراتيجية التحكم في الآلات الكهربائية حتى تصبح قادرة على تقديم استجابات في العزم ديناميكية عالية.

في إستراتيجية التحكم للآلة الكهربائية ذات التيار المستمر، المستقلة التحريض، و التي يتم تغذيتها من مبدل استاتيكي(متناوب - مستمر ) بتعديل عرض النبضات، مع إمكانية تشغيل الآلة في الخانات الأربعة بواسطة عاكس استاتيكي. يؤدي هذا إلى تحسن ملحوظ مقارنة بالنظم الكلاسيكية، وذلك بإعطاء ديناميكية عالية لعزم الدوران.

نظام التحكم المباشر للعزم عند الآلة الكهربائية اللامتزامنة بإمكانه إعطاء نتائج مماثلة للآلة الكهربائية ذات التيار المستمر و باستعمال جدول تبديل أشعة التوتر الصادرة من المموج يتم التحكم المباشر في حالات قاطعات القوى المشكلة للمغير الاستاتيكي، بدلالة الحالة الإلكترونية منيكية للآلة.

في هذا المضمون نوعان من إستراتيجيات التحكم المباشر للعزم تمت دراستهم من خلال هذا البحث. الأولى تركز على استعمال التسلسل الفعال داخل جدول الحقيقة، وتعاني من الضياع الناتج عن تغيير حالات جدول التبديل، أما الثانية تستعمل أشعة التوتر الثمانية (سنة فعالة واثان معدومة) وتعتمد على مدخل إضافي (إشارة عزم الدوران) حيث ينتج عنها تحسن في مردود المبدل الاستاتيكي و الآلة. نتائج التشبيه الرقمي المتحصل عليها توضح المردودية الستاتيكية و الديناميكية الجيدة لنظم التحكم المقترحة.

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I : Eléments du variateur à courant continu</b>	
I.1. Introduction	7
I.2. Convertisseur statique	7
I.2.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion	8
I.2.2. Les différents schémas de modulation	10
I.2.3. Détermination des instants de commande des semi-conducteurs	11
I.2.4. Elaboration de la tension de sortie	15
I.2.5. Elaboration du courant de sortie	15
I.2.6. Résultats de simulation	18
I.3. Machine à courant continu	22
I.3.1. Caractéristiques de fonctionnement	24
I.3.2. Résultats de simulation	26
I.4. Structure générale de commande	27
I.5. Conclusion	28
<b>CHAPITRE II : Commande de la machine à courant continu</b>	
II.1. Introduction	30
II.2. Fonctionnement dans les quatre quadrants	30
II.2.1. Inversement du flux d'excitation	30
II.2.2. Changement de la polarité d'induit	31
II.2.2.1. Convertisseur de courant bidirectionnel	31
II.2.2.2. Convertisseur à GTO avec inverseur statique	32
II.3. Structure de régulation de vitesse	33
II.3.1. Fonction de transfert et identification des paramètres des régulateurs	34
II.3.1.1. Moteur à courant continu	35
II.3.1.2. Convertisseur statique	38
II.3.1.3. Transducteur de courant	38
II.3.1.4. Transducteur de vitesse	39

II.3.1.5. Régulation de courant	39
II.3.1.6. Régulation de vitesse	40
II.3.1.7. Schéma bloc du système de régulation	41
II.4. Résultats de simulation	42
II.5. Conclusion	44

### **CHAPITRE III : Eléments du variateur asynchrone**

III.1. Introduction	46
III.2. Description du variateur asynchrone	46
III.3. La machine asynchrone	46
III.3.1. Transformation de Park	48
III.4. Le convertisseur statique	52
III.4.1 L'onduleur de tension	52
III.5. Résultats de simulation	55
III.6. Conclusion	56

### **CHAPITRE IV : Sur les techniques de commande de la machine asynchrone**

IV.1. Introduction	58
IV.2. Contrôle en boucle ouverte.	58
IV.3. Contrôle par flux orienté.	59
IV.3.1. Stratégie de commande.	61
IV.3.1. Résultats de simulation	63
IV.4. Contrôle direct du couple (Direct Torque Control)	64
IV.5. Conclusion	66

### **CHAPITRE V : Contrôle direct du couple et du flux d'une machine asynchrone**

V.1. Introduction	68
V.2. Caractéristique d'une commande DTC	68



V.3. Principe d'une commande DTC	70
V.4. Commande DTC classique	71
V.4.1. Règles d'évolution de l'état électromagnétique de la machine	73
V.4.1.1. Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du vecteur flux statorique	73
V.4.1.2. Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple	75
V.4.2. Elaboration de la table de commande	77
V.4.2.1. Table de commande du flux	78
V.4.2.2. Table de commande du couple	79
V.4.3. Résultats de simulation	80
V.5. Commande DTC étendue	82
V.5.1. Règle d'évolution du module du flux statorique	82
V.5.1.1. Application d'un vecteur de tension nul	84
V.5.2. Règle d'évolution du couple électromagnétique	85
V.5.2.1. Application d'une séquence de tension active	89
V.5.2.2. Application d'une séquence de tension nulle	90
V.5.3. Elaboration de la table de commande	92
V.5.4. Résultats de simulation	94
V.6. Conclusion	97
<b>Conclusion générale</b>	<b>99</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>102</b>
<b>Annexe</b>	<b>105</b>

Tableau I.1	Angles d'amorçages et d'extinctions pour différents signaux de modulation.	14
Table V.1	Table de commande du flux.	79
Table V.2	Table de commande du couple.	79
Table V.3	Table de commande par séquences actives.	80
Table V.4	Table de commande à deux zones.	93

Figure I.1.	Schéma d'un convertisseur alternatif-continu triphasé à modulation de largeur d'impulsion.	8
Figure I.2.	Principe de la stratégie M.L.I égale.	9
Figure I.3.	Schéma de principe de génération des impulsions de commande des interrupteurs statiques.	10
Figure I.4.	Différents schémas de modulation.	11
Figure I.5.	Schéma de La MLI égale.	11
Figure I.6.	Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion $p=6, m=0.8$ en régime moteur.	19
Figure I.7.	Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion $p=6, m=0.8$ en régime générateur.	20
Figure I.8.	Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion $p=12, m=0.8$ en régime moteur.	21
Figure I.9.	Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion $p=12, m=0.8$ en régime générateur.	22
Figure I.10.	Circuit équivalent du moteur à courant continu à excitation Indépendante.	23
Figure I.11.	Diagramme de variation de vitesse.	25
Figure I.12.	Simulation de l'association convertisseur-machine, $p=6$ .	26
Figure I.13.	Simulation de l'association convertisseur-machine, $p=12$ .	26
Figure I.14.	Schéma général d'un asservissement.	27
Figure II.1.	Schéma de deux ponts à GTO en antiparallèle associés à un moteur à courant continu.	31
Figure II.2.	Schéma d'un pont à GTO avec inverseur statique associé à un moteur à courant continu.	32
Figure II.3.	Structure globale de régulation de vitesse d'un moteur à courant continu.	33
Figure II.4.	Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'un moteur à courant continu.	34

Figure II.5.	Schéma fonctionnel de la machine à courant continu à flux constant	36
Figure II.6.	Schéma fonctionnel de l'ensemble moteur- charge.	36
Figure II.7.	Représentation alternative du schéma fonctionnel.	37
Figure II.8.	Schéma de la boucle interne de régulation de courant.	39
Figure II.9.	Schéma bloc simplifié de la régulation de vitesse.	40
Figure II.10.	Schéma bloc du système de régulation de vitesse et de courant.	41
Figure II.11.	Simulation de la régulation de vitesse par PI en cascade avec un régulateur de courant PI pour $C_r = f \omega_m$ .	43
Figure II.12.	Simulation de la régulation de vitesse par PI en cascade avec un régulateur de courant PI pour $C_r = const = C_n$ .	43
Figure III.1.	Système machine-convertisseur-commande.	46
Figure III.2.	Repérage angulaire des systèmes d'axes triphasés et diphasés.	49
Figure III.3.	Représentation des enroulements dans les axes (d,q).	50
Figure III.4.	Schéma électrique équivalent généralisé avec fuites réparties d'une machine asynchrone.	52
Figure III.5.	Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux.	53
Figure III.6.	Vecteurs de tension atteignables par un onduleur de tension à 2 niveaux.	55
Figure III.7.	Simulation de l'association onduleur de tension-machine asynchrone.	55
Figure IV.1.	Schéma bloc décrivant la commande par loi U/f de la Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.	58
Figure IV.2.	Schéma bloc de l'actionneur à induction.	61
Figure IV.3.	Schéma bloc de l'actionneur à induction lorsque le découplage et la commande du flux sont parfaitement réalisés.	61
Figure IV.4.	Contrôle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone.	63

Figure IV.5.	Simulation du comportement dynamique du système.	63
Figure IV.6.	Simulation du comportement dynamique du système en présence d'une erreur sur $R_r$ .	64
Figure IV.7.	Schéma de principe du DSC.	65
Figure IV.8.	Schéma de principe du contrôle proposé par I. Takahashi et T. Noguchi.	66
Figure V.1.	Principe d'une commande à MLI.	68
Figure V.2.	Principe d'une commande DTC.	69
Figure V.3.	Représentation spatiale vectorielle des grandeurs moteurs.	70
Figure V.4.	Synoptique général d'une commande DTC.	72
Figure V.5.	Evolution du vecteur flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .	74
Figure V.6.	Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux.	75
Figure V.7.	Vecteurs flux statorique, rotorique et de fuites.	76
Figure V.8.	Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux.	77
Figure V.9.	Décomposition du plan complexe en six secteurs.	78
Figure V.10.	Impact de charge de valeur le couple nominal en régime permanent à $1400 \text{ tr/min}$ .	81
Figure V.11.	Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux statorique.	83
Figure V.12.	Schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone (fuites réparties) valable à l'échelle de temps de la commutation.	86
Figure V.13.	Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique.	88
Figure V.14.	Tracé de la dérivée du couple.	90
Figure V.15.	Sens de variation du couple lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée.	91

Figure V.16.	Largeurs de bande d'hystérésis du flux et du couple.	92
Figure V.17.	Performances du contrôle direct du couple DTC dans une application 2-niveaux: fonctionnement à vitesse nominale et impact de charge de valeur le couple nominal.	94
Figure V.18.	Performances du contrôle direct du couple DTC dans une application 2-niveaux: fonctionnement à vitesse nominale et impact de charge de valeur une fois et demie le couple nominal.	95
Figure V.19.	Performances du contrôle direct du couple DTC dans une application 2-niveaux: fonctionnement en survitesse et impact de charge de valeur égale au couple nominal.	96

## NOTATION EN COURANT CONTINU

### PARAMETRES

$R_a$	Résistance du moteur.
$L_a$	Inductance du moteur.
$Z$	Impédance du moteur.
$\varphi$	Déphasage de la charge
$J$	Moment d'inertie du moteur.
$K_m = K\phi$	Coefficient du flux inducteur.
$T_m = J R_a / (K_m)^2$	Constante de temps mécanique.
$T_a = L_a / R_a$	Constante de temps électrique.
$T_t$	Retard du convertisseur.
$K_p$	Gain du régulateur de position.
$K_N$	Gain du régulateur de vitesse.
$K_c$	Gain du régulateur de courant.
$K_q$	Coefficient de l'observateur.
$K_t$	Gain du convertisseur.
$K_1$	Coefficient de la tachygénératrice.
$K_2$	Coefficient du courant d'induit et son image.
$T_N$	Constante de temps du régulateur de vitesse.
$T_c$	Constante de temps du régulateur de courant.
$T_1$	Constante de temps du transducteur de vitesse.
$T_2$	Constante de temps du transducteur de courant.
$\alpha_k$	Angles d'amorçages.
$\beta_k$	Angles d'extinctions.
$k$	Kième pulsation.
$Th_i$	Thyristors du pont redresseur ( $i=1, 2, \dots, 6$ ).
$m$	Indice de modulation.
$p$	Nombre de pulsation.

$t_p$	Période de la porteuse.
$f_p$	Fréquence de la porteuse.

## VARIABLES

$i_a$	Courant d'induit du moteur.
$i_0, i_{01}$	Valeurs minimales du courant d'induit à $\omega t = \alpha_1$ .
$i_{02}$	Valeur minimale du courant d'induit à $\omega t = \alpha_2$ .
$i_r$	Courant de référence.
$i_m$	Courant mesuré.
$i_{exc}$	Courant d'excitation.
$U_a$	Tension aux bornes de l'induit du moteur.
$U_c$	Tension de commande.
$U_{exc}$	Tension d'excitation.
$V_{ph}$	Tension efficace simple d'une phase.
$V_m$	Tension mesurée de la tachygénérateur.
$V_r$	Tension de référence
$E$	F.e.m du moteur
$V_{mo}$	Signal de la modulatrice
$V_{cr}$	Signal de la porteuse.
$V_{mom}$	Valeur maximale de la modulatrice.
$V_{crm}$	Valeur maximale de la porteuse.
$\phi$	Flux inducteur.
$C$	Couple moteur.
$C_r$	Couple résistant.
$\omega_m$	Vitesse mesurée en rad/s.
$\omega_c$	Vitesse de référence.



## NOTATION EN COURANT ALTERNATIF

### INDICES

$\alpha, \beta$	Axes $\alpha, \beta$ du repère diphasé lié au stator
$d, q$	Axes $d, q$ du repère diphasé tournant
$1, 2, 3$	Axes 1, 2, 3 du repère triphasé
$s, r$	Stator rotor

### PARAMETRES

$R_s, R_r$	Résistance par phase stator, rotor
$L_s, L_r$	Inductance cyclique stator, rotor
$L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$	Inductance de fuite stator, rotor
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$P$	Nombre de paire de pôles.
$L_m$	Inductance mutuelle
$J$	Moment d'inertie du moteur.
$K$	Frottement visqueux.
$\theta(1) \text{ à } \theta(6)$	Six vecteurs dans le plan complexe de l'onduleur

## VARIABLES

$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_{emref}$	Couple électromagnétique de référence.
$C_r$	Couple résistant.
$V0$ à $V7$	Huit vecteurs tension atteignables par l'onduleur de tension à 2 niveaux
$E$	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$\phi$	Valeur instantanée du flux
$\phi_{sref}$	Flux statorique de référence
$i$	Valeur instantanée du courant
$V$	Valeur instantanée de la tension
$\theta$	Position du rotor.
$\psi$	Position du repère tournant
$\omega_\psi$	Vitesse du repère tournant
$\omega_r$	Pulsation des grandeurs rotorique
$\omega$	Vitesse électrique de rotation
$T_{ond}$	Période de découpage de l'onduleur

# *Introduction générale*

## **Introduction générale**

L'usage du moteur à courant continu à vitesse variable a été et reste très répandu dans un grand nombre d'applications, depuis les industries lourdes (sidérurgie) jusqu'aux robots, en passant par la traction. Cela s'explique par la simplicité de son fonctionnement, de son alimentation et de sa commande.

Fondamentalement la structure du moteur comprend deux enroulements, l'enroulement d'induit et l'enroulement d'excitation. Le couple électromagnétique ne dépend que de ces deux courants ; il est indépendant de la vitesse et de la position du rotor. Il en résulte un fonctionnement simple qui permet de commander aisément le moteur aussi bien en vitesse qu'en position ou en couple. On impose ces différentes commandes à partir des réglages des tensions d'alimentation de l'induit ou de l'inducteur. Ces réglages sont facilement obtenus à partir de convertisseurs classiques de structures élémentaires (redresseurs, hacheurs), qui sont aisés à construire et à commander (Louis J.P et Husson R, 1988).

Cette simplicité générale de la machine, de l'alimentation et de la commande s'accompagne de larges gammes de vitesse ou de puissance :

-la gamme de vitesse va couramment de 1 à 1000 tr/min, et peut atteindre 20000 tr/min ;

-quant à la puissance, on rencontre, d'un côté, des servomoteurs de quelques watts pour les petits automatismes, de l'autre, de très gros moteurs de plusieurs mégawatts pour la sidérurgie.

La limite observée est donnée par le produit de la puissance par la vitesse (de l'ordre de 2000 MW.tr/min).

Cette simplicité de fonctionnement est due à un organe fondamental, le collecteur. Une analyse détaillée de la machine montre que, du point de vue interne, elle est le siège de tensions et de courants alternatifs que le collecteur redresse et transforme en grandeurs continues, simples à régler. Malheureusement, le collecteur

est un organe fragile, qu'il faut entretenir, qui fonctionne souvent aux limites de ses possibilités, ce qui restreint ces performances, et dont l'usage peut être interdit dans certains environnements dangereux. Cela explique le développement en vitesse variable, des machines à commutation électronique. Celles-ci sont des machines à courant alternatif sans collecteur mécanique. La fonction de ce dernier est assurée par un convertisseur statique.

L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs permet maintenant de construire des convertisseurs statiques de puissance élevée, capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitude et de fréquence réglables. Les possibilités accrues des circuits de commande autorisent la mise en œuvre d'opérateurs mathématiques compliqués; cette disposition est indispensable pour retrouver, avec les machines à courant alternatif, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu. Ainsi, les considérations économiques sur la longévité et la maintenance des équipements ont considérablement élargi le champ d'application des machines synchrones et asynchrones, plus fiables et plus résistantes. Tout processus de fabrication optimisé exige souvent de disposer de la vitesse variable ; les exemples sont nombreux : machines outils, convoyeurs, traction, ligne de traitement, etc. dans lesquels le moteur synchrone excelle déjà (Caron J-P et Hautier J-P, 1995). La volonté de diminution globale des coûts conduit de plus en plus à rechercher les mêmes performances avec le moteur asynchrone dont les qualités supérieures de robustesse sont évidentes. En revanche, sa commande dynamique exige des algorithmes de contrôle complexes, à l'opposé de sa simplicité structurale. C'est pourquoi, à côté des moteurs à courant alternatif, effectivement de plus en plus nombreux en vitesse variable, on rencontre toujours de nombreux moteurs à courant continu.

En outre, à cause de sa simplicité fonctionnelle, le moteur à courant continu apparaît comme l'actionneur idéal pour la vitesse variable. L'architecture fonctionnelle du dispositif de conduite d'une machine à courant continu sert de concept directeur

pour celui d'une machine à courant alternatif, en l'occurrence quand elle est asynchrone.

Pour pouvoir remplacer le variateur de vitesse à courant continu et profiter des avantages du moteur asynchrone, la commande doit être de plus en plus performante, par conséquent, plus complexe. La stratégie de commande vectorielle inventée au début des années 70 par Blaschke (Blaschke, 1972) a permis d'égaliser les performances intéressantes du variateur à courant continu. Elle a été utilisée dans un produit commercialisé par la société Siemens au début des années 80. Aujourd'hui, cette commande est utilisée dans la plupart des variateurs de vitesse commercialisés par diverses sociétés, comme Schneider Electric. L'absence de capteur mécanique dans le variateur de vitesse asynchrone contribue à complexifier de plus l'algorithme de commande. Ceci nécessite un temps de calcul relativement grand qui dépend de la puissance du calculateur. Cependant, cette absence est appréciée parce que la mise en place du capteur exige un accouplement spécial entre le moteur et la charge. De plus, le coût d'acquisition réclamé par le capteur est important parce qu'il nécessite un sous-système électronique supplémentaire pour traiter les informations mesurées (Andreas-Purwoadi, 1996).

La stratégie de commande DTC (Direct Torque Control), plus récente que la commande vectorielle, a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80 (Takahashi et al., 1986). Elle est basée sur la régulation séparée du flux stator et du couple d'une machine asynchrone en utilisant deux contrôleurs d'hystérésis et une table de commande pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension. C'est en effet une commande tout ou rien qui utilise directement la tension continue de l'onduleur sans l'intermédiaire d'un étage à Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) qui lui impose un vecteur tension en valeur moyenne. La génération directe des commandes de l'onduleur nécessite une période d'échantillonnage très courte, à savoir environ dix fois plus petite que celle de la commande vectorielle. Ceci induit un algorithme de commande simple et/ou un calculateur puissant. Le premier variateur de vitesse utilisant cette technique a été commercialisé au milieu des années 90 par la société ABB (Aaltonen et al., 1995).

L'objectif de notre étude est l'amélioration des performances de la commande de la machine asynchrone en utilisant la technique DTC. Le principal critère recherché est bien de retrouver, l'équivalent de la machine à courant continu (sans ses inconvénients). Ainsi, le présent document est organisé comme suit:

Dans le premier chapitre sont présentés, la structure du convertisseur statique alternatif- continu commandé en modulation de largeur d'impulsion et le modèle mathématique de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons l'architecture fonctionnelle du dispositif de conduite d'une machine à courant continu. Chaque organe est représenté par sa fonction de transfert. Ensuite nous proposons la stratégie de commande basée sur l'utilisation d'une boucle de régulation de vitesse en cascade avec une boucle interne de courant. Pour valider la structure de commande, des résultats de simulation sont montrés.

Dans le troisième chapitre sont présentés les éléments constituant l'ensemble d'un variateur asynchrone, à savoir la machine asynchrone, le convertisseur statique. Après la modélisation dans un repère de Park de la machine asynchrone, nous présentons la structure du convertisseur statique. Des résultats de simulation sont montrés pour un régime dynamique de l'association onduleur de tension- machine asynchrone.

Dans le but d'obtenir des réponses très rapides en couple électromagnétique et d'égaliser les performances intéressantes du variateur à courant continu, une recherche bibliographique non exhaustive sur les techniques de contrôle de la machine asynchrone est proposée dans le quatrième chapitre, afin de faire un choix et de positionner notre étude.

Dans le cinquième chapitre, nous présentons le principe de la commande DTC

d'une machine asynchrone. Les règles d'évolution du couple électromagnétique et du flux statorique sont développées constituant la base théorique pour mieux contrôler ces deux grandeurs. Nous proposons deux stratégies de contrôle ainsi que les tables de commande correspondantes. Des résultats de simulation sont montrés pour valider les différentes stratégies.

Enfin nous clôturons notre travail par une conclusion générale et des perspectives.



# *Chapitre I*

## *Eléments du variateur à courant continu*

## **I.1. Introduction**

Dans ce chapitre, nous étudierons dans une première partie, l'application de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion au convertisseur statique alternatif-continu associé à une machine à courant continu. Ensuite, nous essayerons d'évaluer ses performances afin de présenter et justifier ses points forts et ses faiblesses, dans un contexte d'entraînement à vitesse variable.

Dans une seconde partie, nous abordons la modélisation de la machine à courant continu, et nous rappelons la structure générale de commande de l'actionneur à courant continu.

## **I.2. convertisseur statique**

Les convertisseurs alternatif-continu à thyristors utilisant la commande de phase (angle d'amorçage) ont un inconvénient qui est la présence des harmoniques, un faible facteur de puissance (surtout pour les tensions de sorties réduites). Quand ils sont destinés pour le contrôle de la machine à courant continu, l'ondulation dans le courant d'induit augmente les pertes et dérate le moteur (Hamed, 1997).

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion aux thyristors à commutation forcée permet d'avoir un facteur de puissance égal à l'unité et de réduire sensiblement les problèmes posés. Cependant le circuit de commutation associé au thyristor augmente le gabarit de l'installation (poids, volume), ainsi que les pertes de commutation, ce qui restreint ses performances (Khan et al., 1991).

Le développement constant de la technologie des interrupteurs statiques commandés à l'ouverture et à la fermeture tels que ; le transistor de puissance, le MOSFET et le thyristor GTO et notamment l'augmentation de leurs capacité en puissance, rend l'usage des convertisseurs statiques commandés en modulation de largeur d'impulsion très répandus dans un grand nombre d'application industriel.

Le circuit de puissance d'un convertisseur statique alternatif-continu triphasé associé à une machine à courant continu est représenté à la figure I.1, où l'impédance de la source est négligée. Des thyristors GTO sont utilisés afin d'obtenir une tension

de charge réglable. La stratégie de modulation de largeur d'impulsion égale est adoptée pour contrôler la tension de sortie (Feraga et al., 2006).

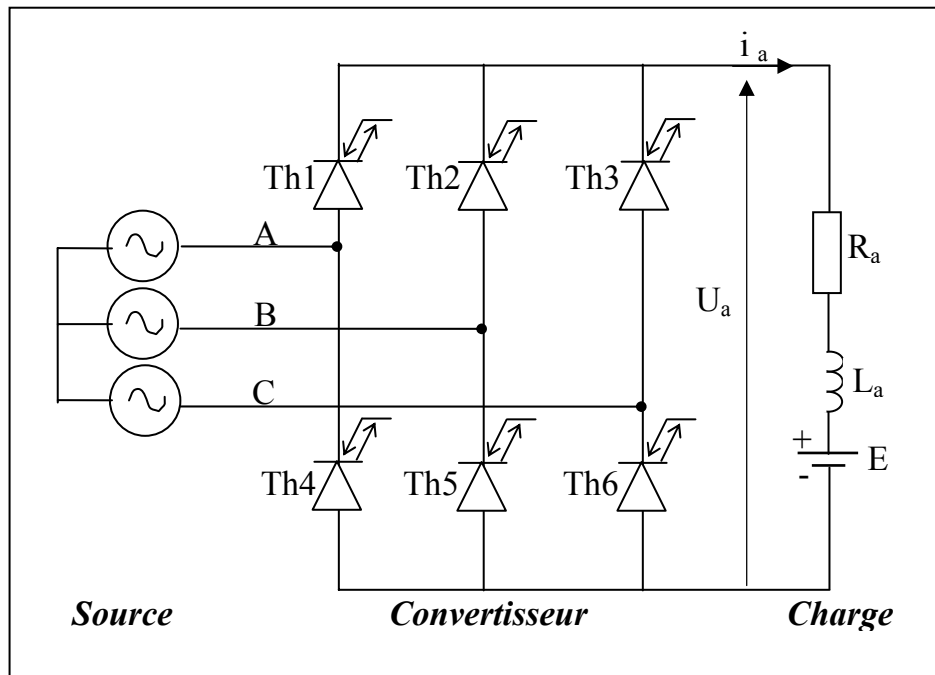


Figure I.1. : Schéma d'un convertisseur alternatif-continu triphasé à modulation de largeur d'impulsion

### I.2.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion

Le principe fondamental de la modulation de largeur d'impulsion est basé sur le découpage d'une tension continue en une succession de créneaux de même amplitude mais de largeur variable.

Si la tension  $V_{mo}$  est supérieure à la tension  $V_{cr}$ , la source d'alimentation est connectée à la charge, par contre si  $V_{mo}$  est inférieure à  $V_{cr}$  la tension de sortie passe par zéro.

Un exemple de forme d'onde de la tension de sortie pour illustrer les possibilités offertes par un pont redresseur GTO utilisant la stratégie MLIE, est représenté à la figure I-2.

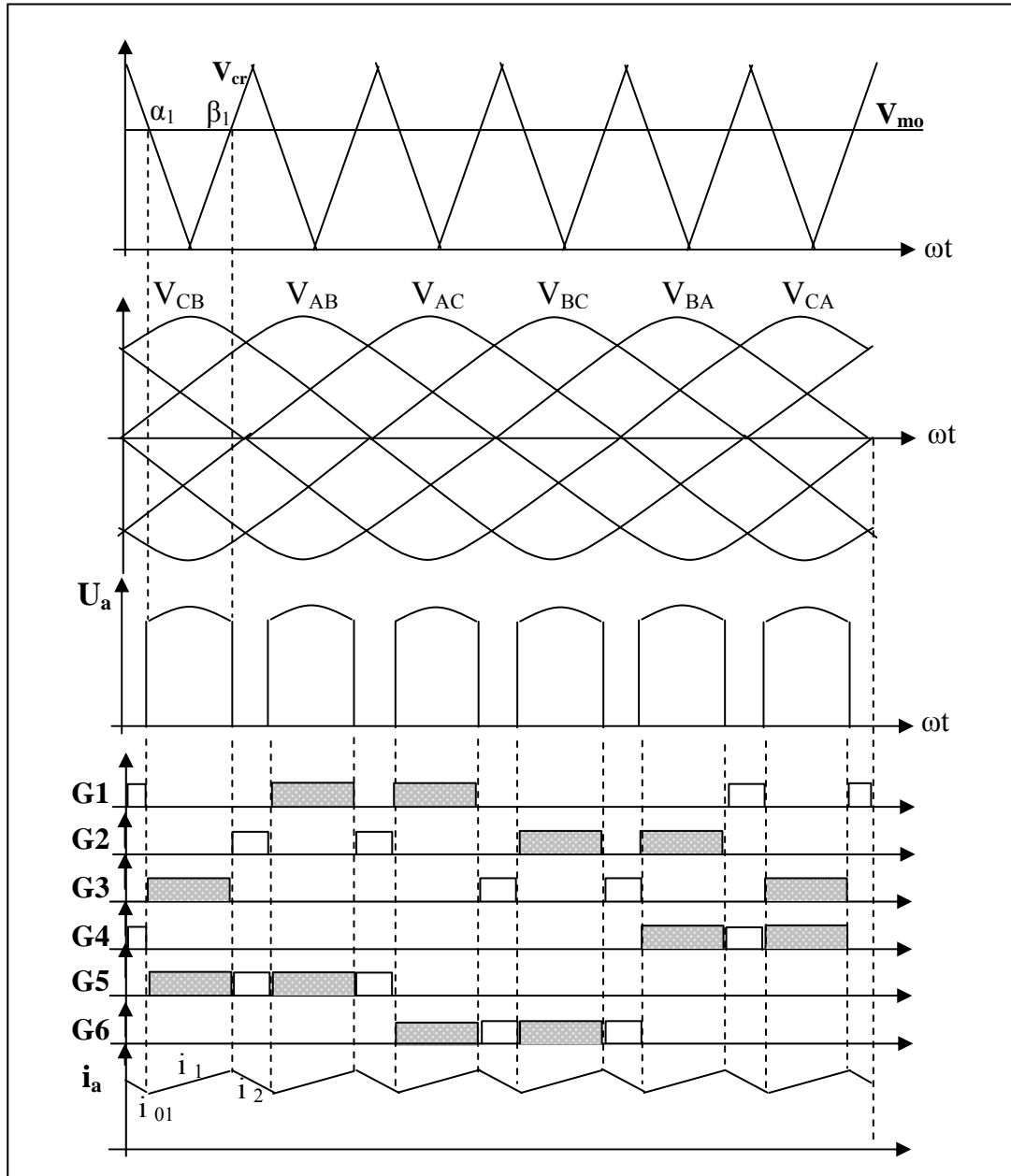


Figure I.2. : Principe de la stratégie M.L.I égale.

La fréquence de la porteuse «  $f_p$  » dépend du nombre de pulsations de la tension de sortie ; l'indice de modulation «  $m$  » est défini comme le rapport des amplitudes du signal de référence (modulatrice) et le signal de la porteuse.

Il vient alors :

$$m = \frac{V_{mom}}{V_{crm}} \quad (I.1)$$

Le schéma présenté sur la figure I.3 montre le principe de la génération des impulsions de commande des interrupteurs statiques du pont redresseur triphasé de la figure I.1.

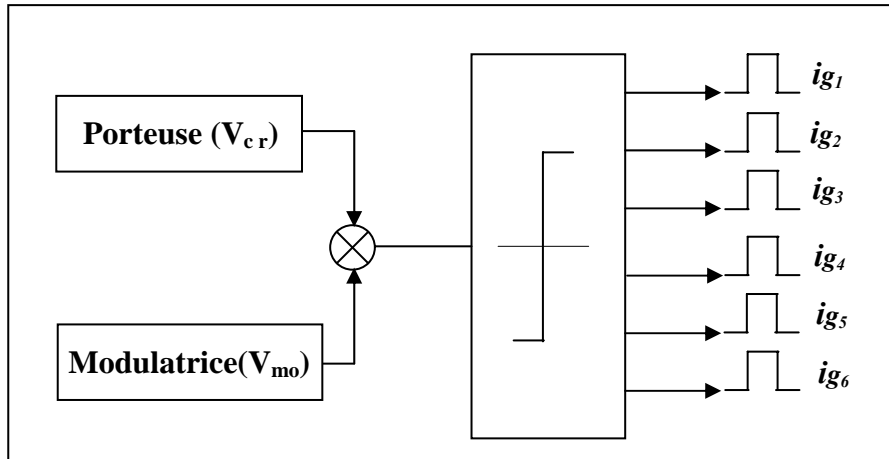


Figure I.3. : Schéma de principe de génération des impulsions de commande des interrupteurs statiques.

### **I.2.2. Les différents schémas de modulation**

Les différentes formes de modulation utilisées dans la commande des machines sont indiquées sur la figure I.4, à savoir :

- MLI égale (EPWM).
- MLI triangulaire (TPWM).
- MLI trapèze (STPWM).
- MLI sinusoïdale (SPWM).
- MLI sinusoïdale inversée (ISPWM).

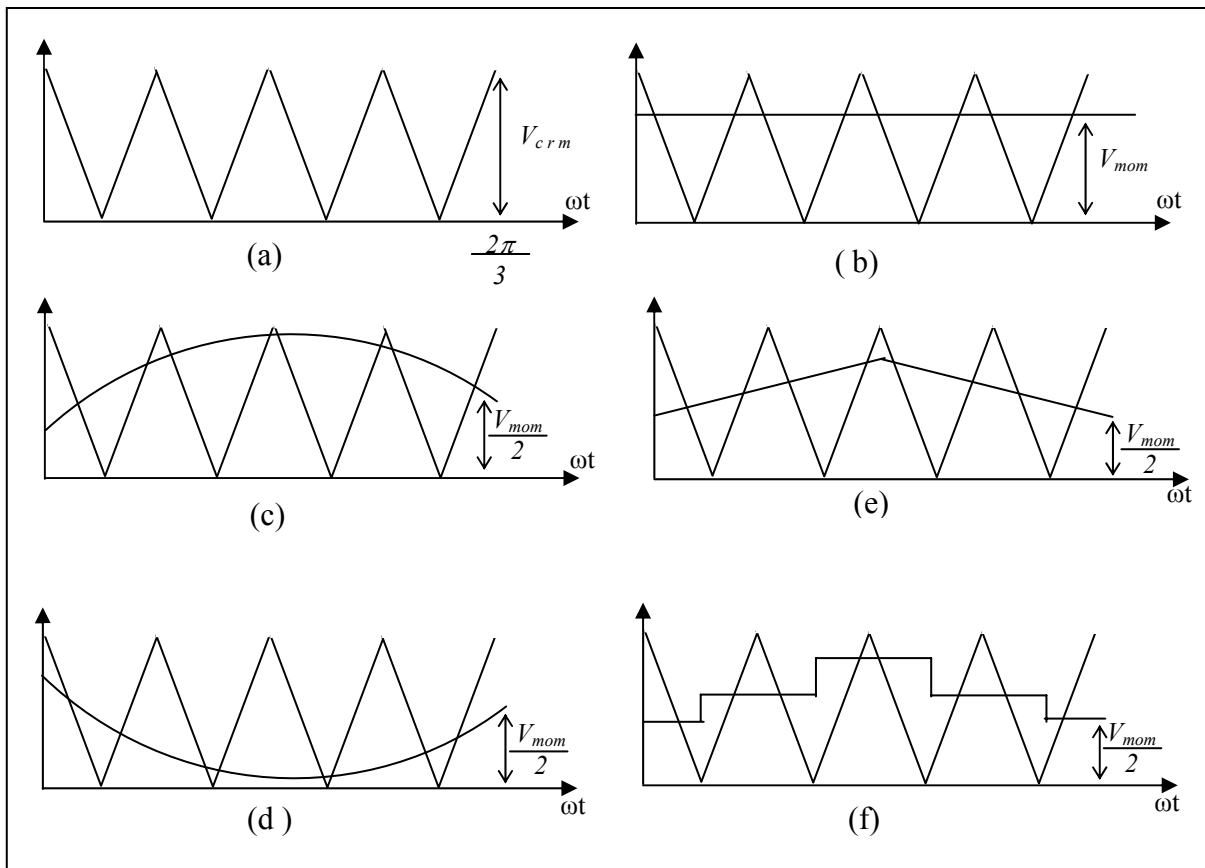


Figure I.4. : Différents schémas de modulation

- a- Signal de la porteuse ; b- MLI égale ; c- MLI sinusoïdale ;
- d- MLI sinusoïdale inversée ; e- MLI triangulaire ; f- MLI trapèze.

### I.2.3. Détermination des instants de commande des semi-conducteurs

La commande adoptée dans notre travail aux convertisseurs statiques à GTO, est la MLI égale ; les instants d'amorçages et d'extinctions se déterminent d'après l'intersection des deux signaux (modulatrice et porteuse).

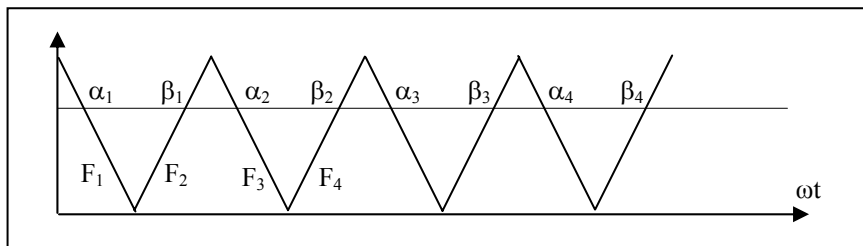


Figure I.5. : Schéma de La MLI égale

Les fonctions  $F_1, F_2, F_3, \dots, F_n$  ont la même forme :

$$a.x + b \tag{I.2}$$

D'après la détermination des constantes a et b nous obtenons :

$$F_1 = V_{crm} \left( 1 - \frac{2.t}{t_p} \right), \tag{I.3}$$

$$F_2 = -V_{crm} \left( 1 - \frac{2.t}{t_p} \right), \tag{I.4}$$

$$F_3 = V_{crm} \left( 3 - \frac{2.t}{t_p} \right), \tag{I.5}$$

$$F_4 = -V_{crm} \left( 3 - \frac{2.t}{t_p} \right), \tag{I.6}$$

⋮

$$F_n = (-1)^i (-V_{crm}) \left( 2.k - 1 - \frac{2.t}{t_p} \right) \tag{I.7}$$

L'intersection de ces fonctions avec  $V_m$  nous donne :

$$t_{1amor} = \frac{t_p}{2}(1-m) \qquad t_{1extin} = \frac{t_p}{2}(1+m) \tag{I.8}$$

$$t_{2amor} = \frac{t_p}{2}(3-m) \qquad t_{2extin} = \frac{t_p}{2}(3+m) \tag{I.9}$$

⋮

$$t_{kamor} = \frac{t_p}{2}(2.k - 1 - m) \qquad t_{kextin} = \frac{t_p}{2}(2.k - 1 + m) \tag{I.10}$$

Avec :

$t_p$  la période de la porteuse qui s'exprime par :

$$t_p = \frac{2\pi}{p} = \frac{1}{f_p} \quad (\text{I.11})$$

où :

$f_p$  la fréquence de la porteuse,

$p$  le nombre de pulsation de la tension de sortie par cycle,

Avec

$$p = 6, 12, 18, 24, 30, \dots$$

$$k = 1, 2, 3, \dots, p$$

D'où nous généralisons ces angles de commande comme suit :

$$\alpha_k = \frac{\pi}{p}(2k - 1 - m) \quad (\text{I.12})$$

$$\beta_k = \frac{\pi}{p}(2k - 1 + m) \quad (\text{I.13})$$

Nous exprimons dans le tableau I.1, les angles d'amorçages  $\alpha = f(k)$  et les angles d'extinctions  $\beta = f(k)$  pour différents signaux de modulation (Khan et al., 1991).



Type de la MLI	Signal de la modulatrice	Angles d'amorçage $\alpha_k$	Angles d'extinction $\beta_k$
Egale	$V_{mom}$	$\frac{\pi}{p}[2k-1-m]$	$\frac{\pi}{p}[2k-1+m]$
Triangulaire	$\frac{V_{mom}}{2} \left( 1 + \frac{3}{\pi} \omega t \right)$ pour la pente positive. $\frac{V_{mom}}{2} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \omega t \right)$ pour la pente négative.	$\frac{2\pi - (2k-1) - m}{2p + 3m}$	$\frac{2\pi(2k-1) + m}{2p - 3m}$
Trapèze	$V_{mom} \sin\left(\theta_i + \frac{\pi}{6}\right)$ $i = k-1 \text{ à } \alpha$ $i = k \text{ à } \beta$	$\frac{\pi}{p}[2k-1 - m \sin(\frac{2\pi}{p}(k-1) + \frac{\pi}{6})]$	$\frac{\pi}{6}[2k-1 + m \sin(\frac{2\pi}{p}k + \frac{\pi}{6})]$
Sinusoïdale	$V_{mom} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$m \sin(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \frac{p}{\pi} \alpha - 2k + 1 = 0$	$m \sin(\beta + \frac{\pi}{6}) - \frac{p}{\pi} \beta + 2k - 1 = 0$
Sinusoïdale Inversée	$V_{crm} \left[ 1 - m \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right]$	$m \sin(\alpha + \frac{\pi}{6}) - \frac{p}{\pi} \alpha + 2k - 2 = 0$	$m \sin(\beta + \frac{\pi}{6}) + \frac{p}{\pi} \beta - 2k = 0$

Tableau I.1. : Angles d'amorçages et d'extinctions pour différents signaux de modulation

Une étude comparative des stratégies de modulations appliquées à l'ensemble convertisseur alternatif-continu-machine, a été faite dans la littérature (Khan et al., 1991), et a montré que la stratégie MLI égale offre de meilleurs performances.

### I.2.4. Elaboration de la tension de sortie

L'expression de la tension redressée moyenne pour différent  $p$  est déterminée à partir de la figure I.2 :

$$U_{amoy} = \frac{3\sqrt{6}V_{ph}}{2\pi} \sum_{i=1}^{p/3} \int_{\pi/6+\alpha_i}^{\pi/6+\beta_i} \sin(\omega t + \theta r) d(\omega t) \quad (I.14)$$

$$U_{amoy} = \frac{3\sqrt{6}V_{ph}}{\pi} \sum_{i=1}^{p/3} \left[ \cos\left(\alpha_i + \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta_i + \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (I.15)$$

### I.2.5. Elaboration du courant de sortie

L'expression du courant d'induit  $i_a$ , est régit par les deux équations différentielles suivantes :

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E = \sqrt{6} V_{ph} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \quad (I.16)$$

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E = 0 \quad (I.17)$$

La solution des équations (I.16),(I.17) donne :

$$i_1(\omega t) = A e^{\frac{-R_a \omega t}{L_a}} + \frac{\sqrt{6} V_{ph}}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (I.18)$$

$$\alpha_1 \leq \omega t \leq \beta_1$$

$$i_2(\omega t) = B e^{\frac{-R_a \omega t}{L_a}} - \frac{E}{R_a} \quad (I.19)$$

$$\beta_1 \leq \omega t \leq \alpha_2$$

En posant  $I_E = \frac{E}{R_a}$  et  $I_P = \frac{\sqrt{6}V_{ph}}{Z}$

Les constantes A et B sont déterminées comme suit :

**pour p=6**

$$\begin{aligned} \text{à } \omega t = \alpha_1 & \quad i_1 = i_0 \\ \omega t = \beta_1 & \quad i_2 = i_1 \end{aligned} \quad (I.20)$$

En remplaçant (I.20) dans (I.18) et (I.19) nous obtenons (Feraga et al., 2006) :

$$i_1(\omega t) = \left[ i_0 + I_E - I_P \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a\omega}(\alpha_1 - \omega t)} + I_P \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - I_E \quad (I.21)$$

$$i_2(\omega t) = \left[ \left( i_0 + I_E - I_P \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right) e^{\frac{R_a}{L_a\omega}(\alpha_1 - \beta_1)} + I_P \sin\left(\beta_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a\omega}(\beta_1 - \omega t)} - I_E \quad (I.22)$$

Avec :

$$i_0 = \frac{\left( I_E - I_P \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right) e^{\frac{R_a}{L_a\omega}(\alpha_1 - \alpha_2)} + I_P \sin\left(\beta_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{\frac{R_a}{L_a\omega}(\beta_1 - \alpha_2)} - I_E}{\left( 1 - e^{\frac{R_a}{L_a\omega}(\alpha_1 - \alpha_2)} \right)} \quad (I.23)$$

**pour p=12**

$$\begin{aligned} \text{à } \omega t = \alpha_1 & \quad i_1 = i_{01} \\ \omega t = \beta_1 & \quad i_2 = i_1 \\ \omega t = \alpha_2 & \quad i_3 = i_{02} \\ \omega t = \beta_2 & \quad i_4 = i_3 \end{aligned} \quad (I.24)$$

Remplaçons (I.24) dans (I.18) et (I.19) nous déduisons :

$$i_1(\omega t) = \left[ i_{01} + I_E - I_P \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \omega t)} + I_P \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - I_E \quad (\text{I.25})$$

$$i_2(\omega t) = \left[ \left( i_{01} + I_E - I_P \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \beta_1)} + I_P \sin\left(\beta_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\beta_1 - \omega t)} - I_E \quad (\text{I.26})$$

$$i_3(\omega t) = \left[ i_{02} + I_E - I_P \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_2 - \omega t)} + I_P \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - I_E \quad (\text{I.27})$$

$$i_4(\omega t) = \left[ \left( i_{02} + I_E - I_P \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_2 - \beta_2)} + I_P \sin\left(\beta_2 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\beta_2 - \omega t)} - I_E \quad (\text{I.28})$$

$$i_{01} = \left[ \frac{V_m}{Z} \sin\left(\beta_2 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\beta_2 - \alpha_3)} - \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_2 - \alpha_3)} + \sin\left(\beta_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\beta_1 - \alpha_3)} \right. \\ \left. - \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \alpha_3)} - (1 - e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \alpha_3)}) \frac{E}{R_a} \right] / (1 - e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \alpha_3)}) \quad (\text{I.29})$$

$$i_{02} = i_{01} \cdot e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \alpha_2)} + \left( I_E - I_P \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_1 - \alpha_2)} + I_P \sin\left(\beta_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\beta_1 - \alpha_2)} - I_E \quad (\text{I.30})$$

L'expression générale du courant d'induit  $i_a$  s'écrit :

$$i_a = I_P \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) - I_E + \left[ I_{ai} + I_E - I_P \sin\left(\alpha_i - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) \right] e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_i - \omega t)} \quad (\text{I.31})$$

$$\alpha_i \leq \omega t \leq \beta_i$$

$$i_a = -I_E + \left[ I_P \sin\left(\beta_i - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) + \left( I_{ai} + I_E - I_P \sin\left(\alpha_i - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) \right) e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\alpha_i - \beta_i)} \right] e^{\frac{R_a}{L_a \omega}(\beta_i - \omega t)} \quad (I.32)$$

$$\beta_i \leq \omega t \leq \alpha_{i+1}$$

### **I.2.6. Résultats de simulation**

Dans ce qui suit, nous allons traités par simulation la technique MLI égale appliquée au convertisseur statique de redressement, où nous présentons la tension de sortie en mode continu pour un indice de pulsation  $p=6$  et  $p=12$  en régime moteur et générateur.

Les figures I.6 et I.7 représentent les formes d'ondes de la stratégie MLI choisie, les tensions de sources, la tension redressée, le courant d'induit pour  $p=6$  en régime moteur et générateur.

Les figures I.8 et I.9 représentent les formes d'ondes de la stratégie MLI choisie, les tensions de sources, la tension redressée, le courant d'induit pour  $p=12$  en régime moteur et générateur.

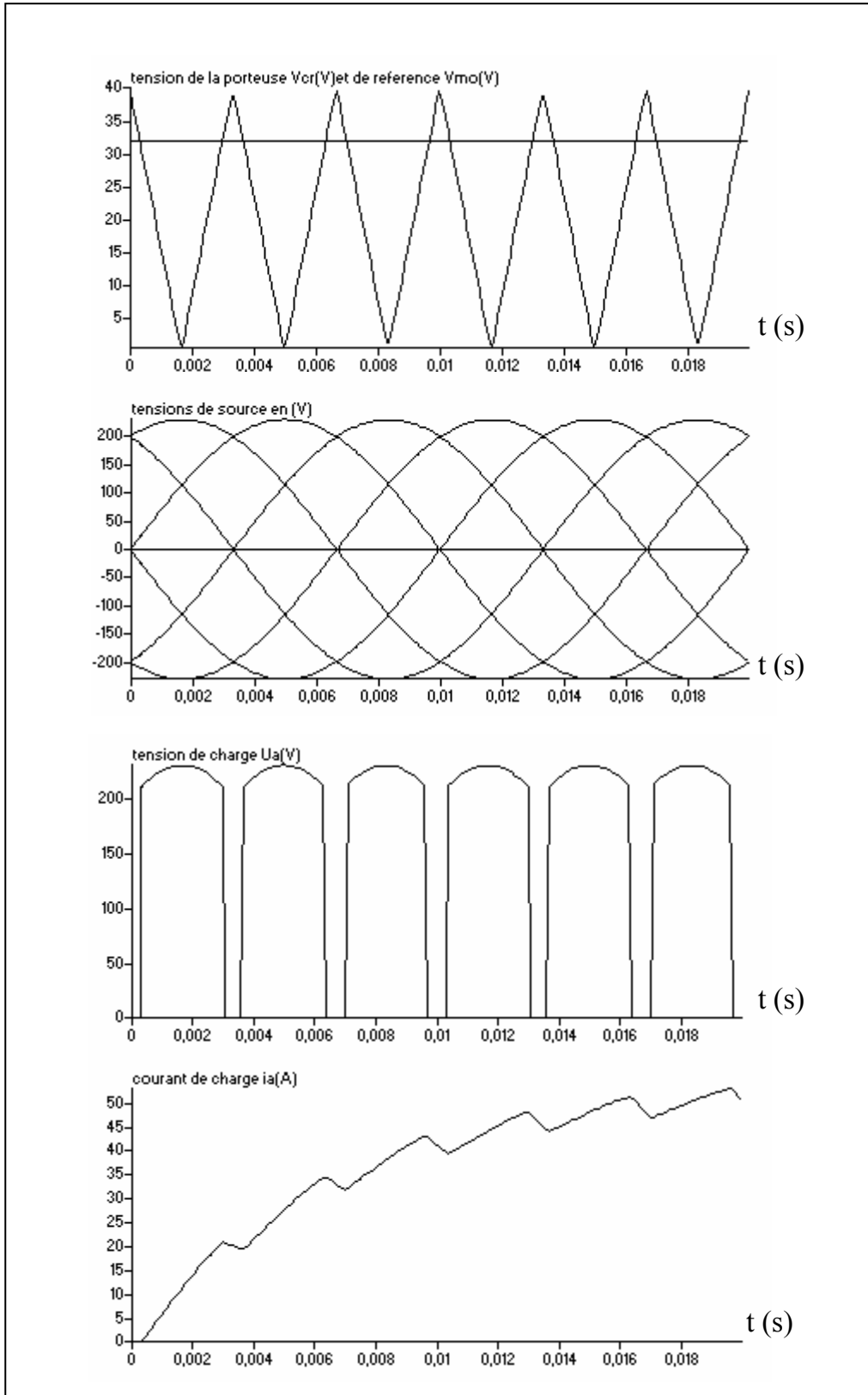


Figure I.6. : Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion  $p=6, m=0.8$  en régime moteur

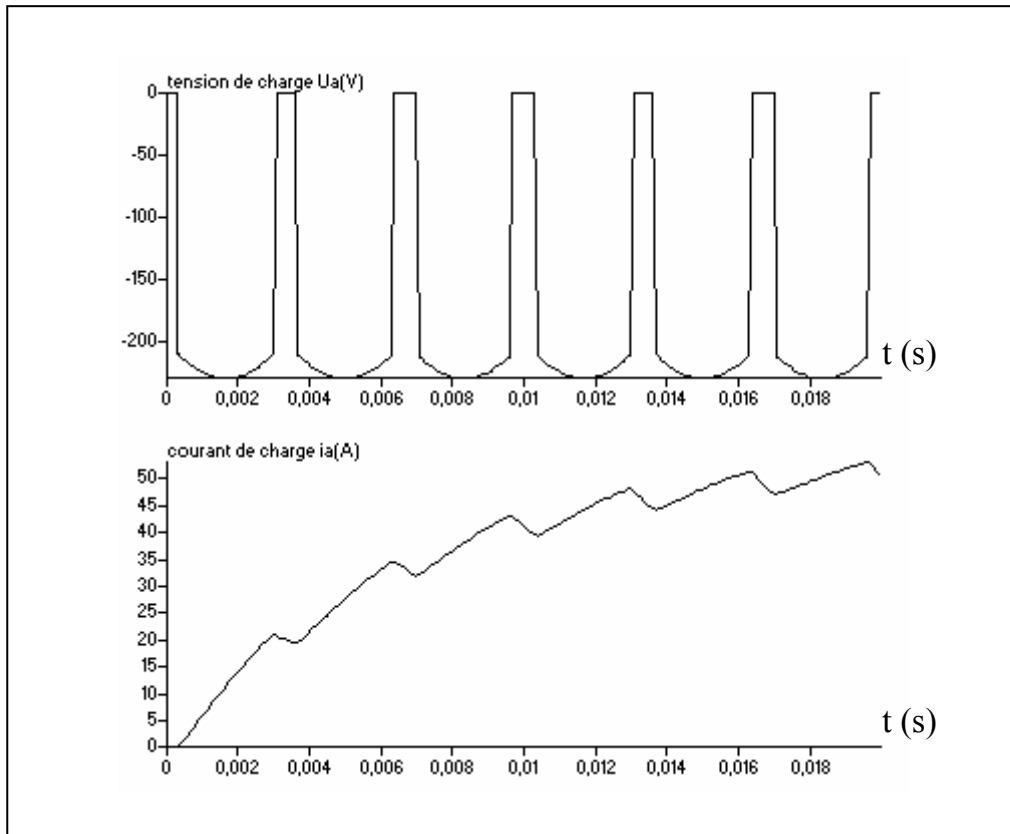


Figure I.7. : Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion  $p=6, m=0.8$  en régime générateur

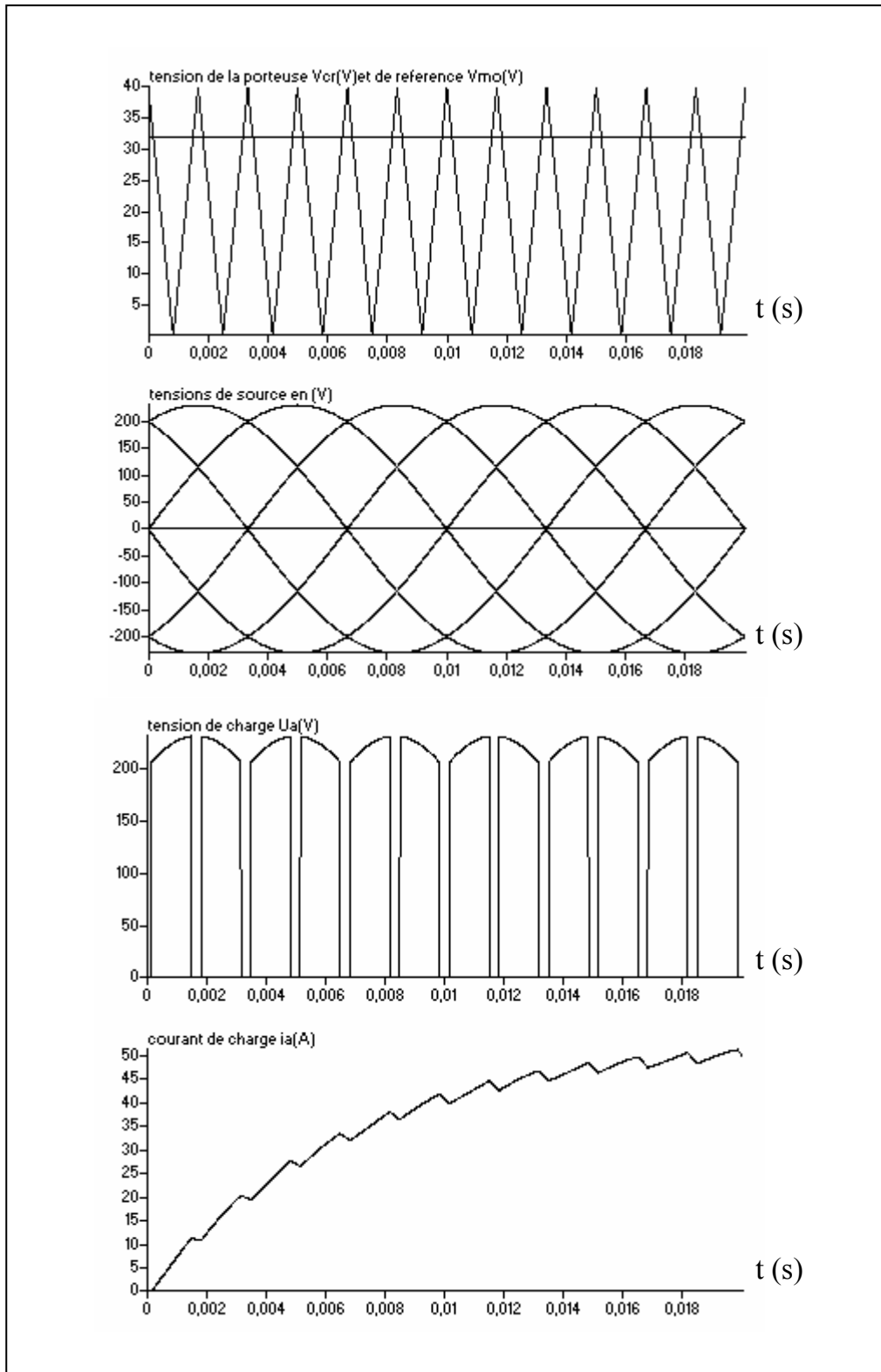


Figure I.8. : Simulation du convertisseur alternatif-continu à modulation de largeur d'impulsion  $p=12, m=0.8$  en régime moteur



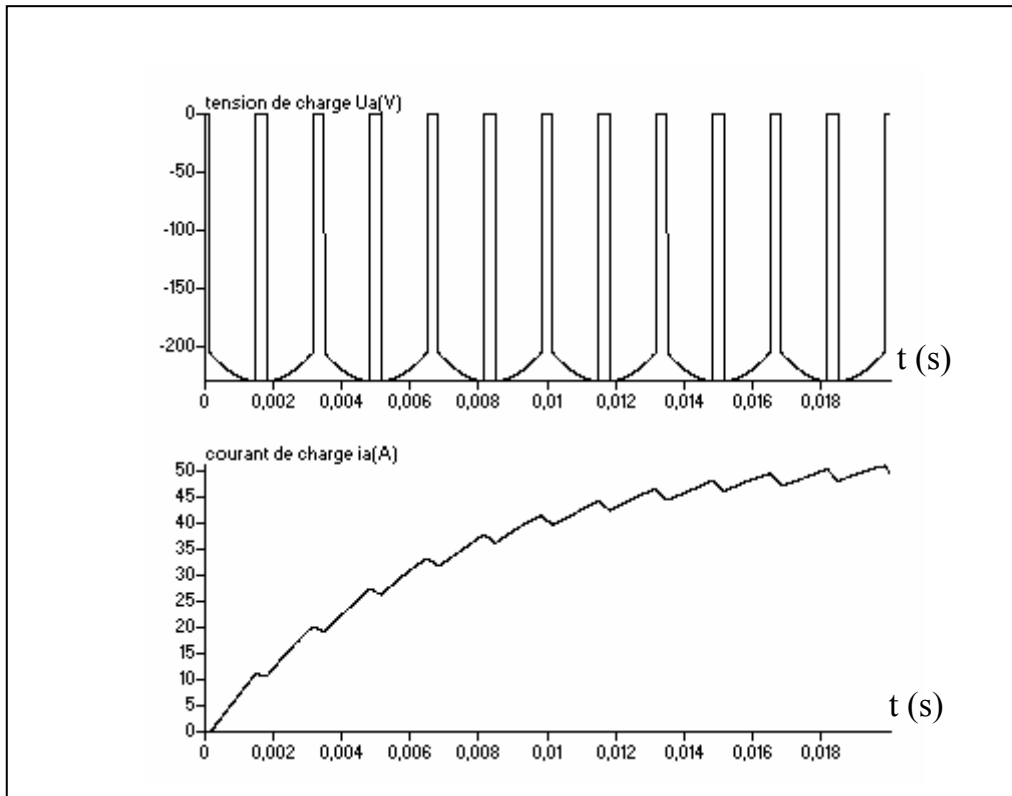


Figure I.9. : Simulation du convertisseur alternatif-continu  
à modulation de largeur d'impulsion  $p=12, m=0.8$   
en régime générateur

Ces formes d'ondes révèlent :

- L'apparition de phénomène de roue libre dans les intervalles où la tension de sortie passe par zéro.
- Le courant d'induit est positif ce qui caractérise le fonctionnement dans le premier et le quatrième quadrant.

### I.3. Machine à courant continu

Nous rappelons, ici, succinctement les caractéristiques essentielles du moteur à courant continu à excitation indépendante en vue de son utilisation en vitesse variable. En effet, la machine à courant continu est composée de trois parties :

- le stator, ou inducteur, qui, alimenté sous la tension  $U_{exc}$  et parcouru par un courant  $i_{exc}$ , crée le flux  $\phi$ ; pour les petites machines, cet enroulement est remplacé par un aimant ;
- le rotor, ou induit, alimenté sous la tension  $U_a$  et parcouru par un courant  $i_a$  ;
- le collecteur.

La réaction du courant d'induit et du champ inducteur crée un couple électromagnétique  $C$  donné par la formule :

$$C = K. \phi. i_a \quad (I.33)$$

La force contre-électromotrice (f.c.e.m) due à la vitesse de rotation  $\omega_m$  du rotor, s'écrit :

$$E = K. \phi. \omega_m \quad (I.34)$$

La figure I.10 représente le circuit équivalent de la machine.

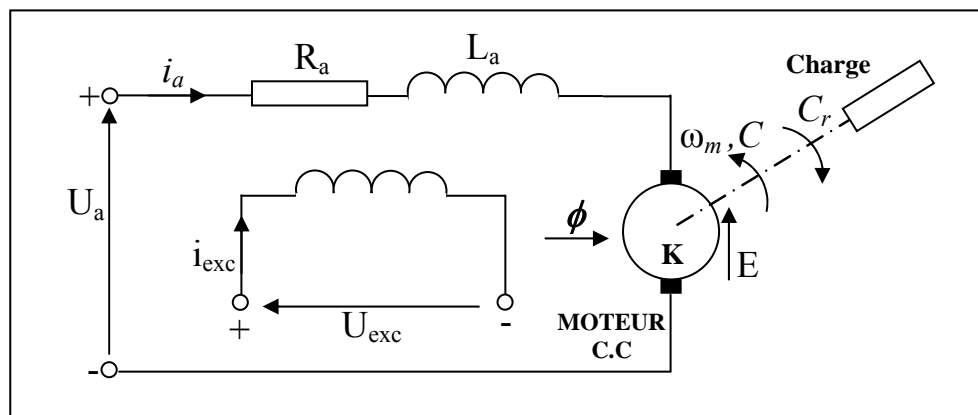


Figure I.10. : Circuit équivalent du moteur à courant continu  
à excitation indépendante

Pour simplifier les équations, on ne représente pas les effets de la saturation ou de la réaction d'induit. On considère que l'inductance de l'induit  $L_a$  est constante. On se ramène à des équations différentielles linéaires à coefficients constants. Le modèle dynamique complet est défini par :

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K \phi \omega_m \quad (I.35)$$

$$C = K \phi i_a = J \frac{d\omega_m}{dt} + C_r$$

Avec,

- $R_a$  la résistance d'induit,
- $K$  Coefficient (constant) de couplage électromécanique,
- $U_a$  la tension continue appliquée à l'induit du moteur,
- $i_a$  le courant traversant l'induit,
- $\phi$  le flux inducteur, sensiblement proportionnel au courant inducteur  $i_{exc}$ ,
- $\omega_m$  la vitesse de rotation,
- $C$  le couple électromagnétique développé par le moteur,
- $C_r$  le couple de charge,
- $J$  inertie des parties tournantes.

### **I.3.1. Caractéristiques de fonctionnement**

En régime établi, en négligeant le couple de charge  $C_r$  (par exemple quand le moteur est à vide), le système d'équations (I.35), peut s'écrire :

$$\begin{aligned} U_a &= R_a \cdot i_a + K \cdot \phi \cdot \omega_m \\ C &= K \cdot \phi \cdot i_a \end{aligned} \tag{I.36}$$

Si on néglige d'autre part le terme  $R_a i_a$  (chute de tension ohmique) devant  $K \cdot \phi \cdot \omega_m$ , le système d'équations (I.36) devient :

$$\begin{aligned} U_a &\approx K \cdot \phi \cdot \omega_m \\ C &= K \cdot \phi \cdot i_a \end{aligned} \tag{I.37}$$

D'après le système d'équations (I.37) on voit que, pour faire varier la vitesse de rotation  $\omega_m$ , s'offrent deux possibilités :

- Variation de la tension d'induit  $U_a$ , dans ce cas, on pourra faire varier la vitesse de zéro à la vitesse de base correspondant à la tension nominale, le flux étant maintenu à sa valeur nominale. Dans ce mode de fonctionnement, le couple disponible pour une valeur maximale de  $i_a$  est constant dans toute la gamme de vitesse. La puissance disponible croît proportionnellement à la vitesse. Ce mode de variation est appelé à « **couple constant** ».

- Variation du courant inducteur, donc du flux. Dans ce cas, le moteur est alimenté sous tension constante et la vitesse est inversement proportionnelle au flux inducteur. On peut ainsi obtenir des vitesses supérieures à la vitesse de base. Dans ce mode de fonctionnement le couple disponible pour une valeur maximale de  $i_a$  décroît proportionnellement au flux. C'est la puissance disponible qui demeure constante. Ce mode de variation est appelé à « **puissance constante** ».

Ces deux modes de variation peuvent d'ailleurs être combinés pour obtenir une plage étendue de vitesse, le réglage se faisant à couple constant jusqu'à la vitesse de base, par variation de la tension d'induit, puis à puissance constante jusqu'à la vitesse maximale par variation du courant inducteur.

A noter qu'on peut faire appel à la réduction du flux d'induction seulement si la machine entraînée permet un fonctionnement à puissance constante à des vitesses de rotation élevées. Si, par contre, la machine entraînée exige un couple constant sur toute la plage de la vitesse de rotation, on doit travailler avec un flux d'induction constant.

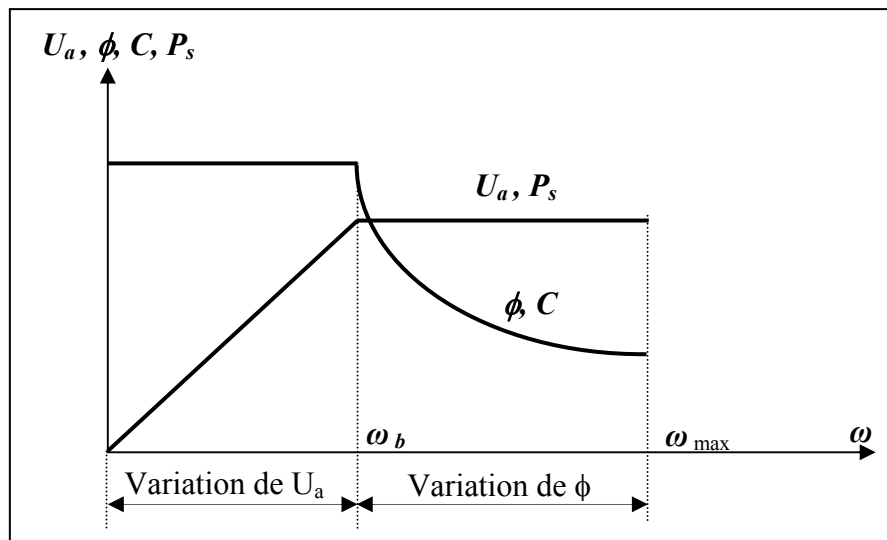


Figure I.11. : Diagramme de variation de vitesse

### I.3.2. Résultats de simulation

Les figures I.12 et I.13 représentent respectivement les réponses du couple moteur et de la vitesse pour  $p=6$  et  $p=12$ . Pour un démarrage à vide, la vitesse croît avec le temps durant le régime transitoire puis elle atteint son régime établi, à ce moment on applique une charge (un échelon du couple résistant) en  $t=1s$ , la vitesse décroît pour atteindre une valeur permanente. Le couple moteur est oscillatoire pour les deux cas, toutefois les oscillations sont plus prononcées pour un indice de pulsation  $p=6$ .

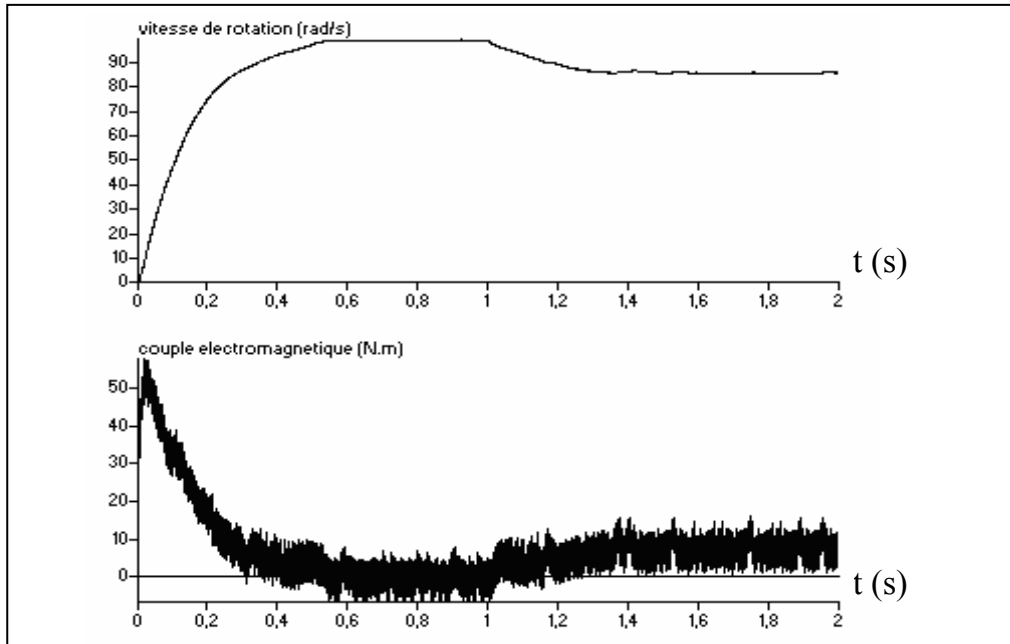


Figure I.12. : Simulation de l'association convertisseur-machine,  $p=6$

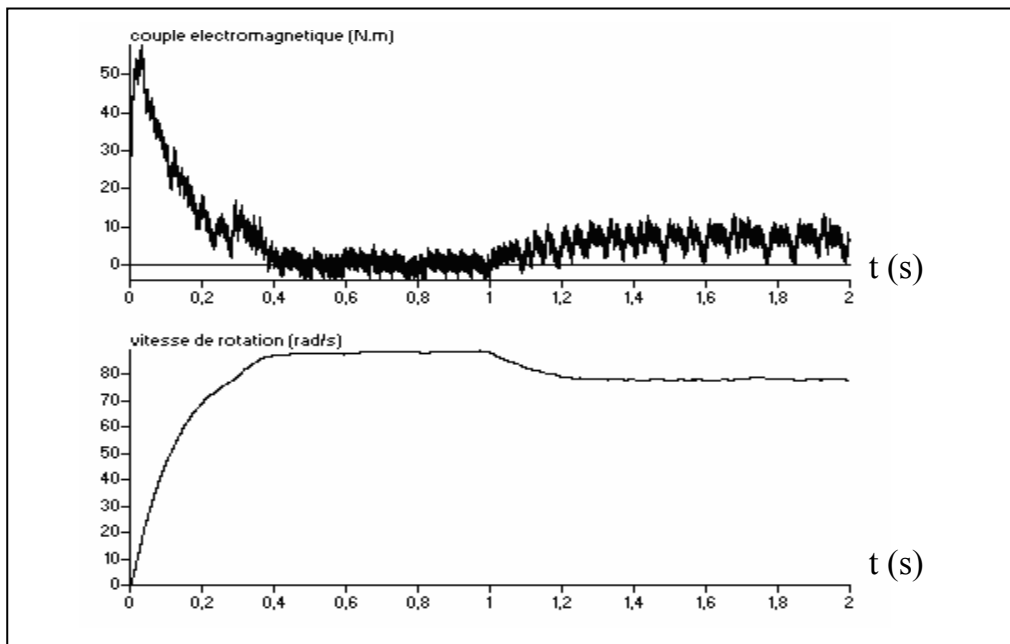


Figure I.13. : Simulation de l'association convertisseur-machine,  $p=12$

#### I.4. Structure générale de commande

L'association pure et simple d'un moteur à courant continu et d'une alimentation à tension variable (cf. figure I.1) ne suffit pas, dans la plus part des cas, pour satisfaire aux exigences de l'utilisation en ce qui concerne la précision, la rapidité et surtout la sécurité de fonctionnement. Aussi, ces alimentations sont-elles pratiquement toujours organisées en servomécanisme dans lesquelles on réalise un asservissement de la vitesse de rotation à un signal de référence. Notre objectif n'étant pas de le développer dans ce chapitre. D'autant que nous le reprendrons au deuxième chapitre.

Le schéma général d'un asservissement est représenté par la figure I.14.

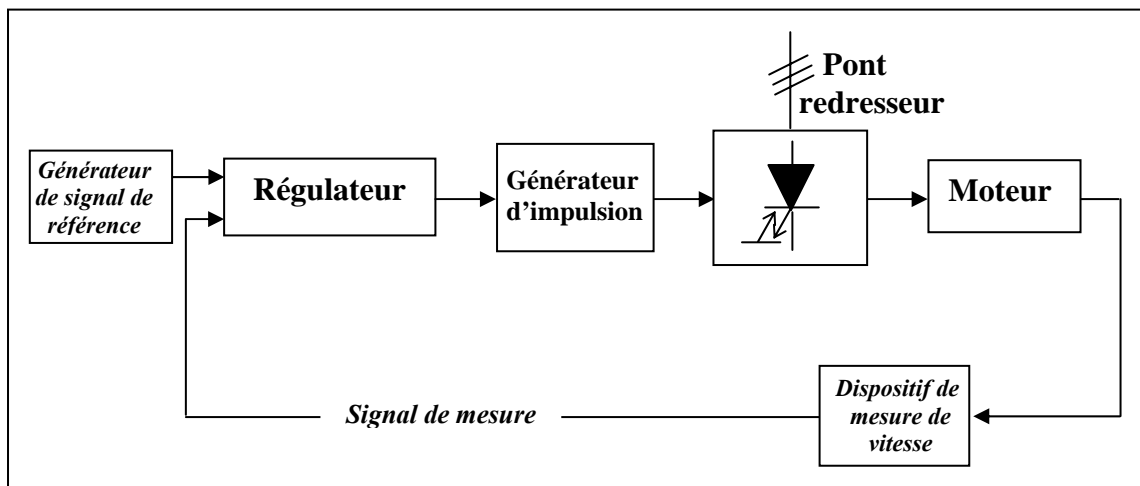


Figure I.14. : Schéma général d'un asservissement

Le signal de référence est élaboré sous forme d'une tension continue, le plus généralement par un potentiomètre à commande manuelle ou motorisé alimenté sous tension stabilisée.

La vitesse réelle de l'entraînement est convertie en tension continue proportionnelle, le plus souvent à l'aide d'une dynamo tachymétrique.

Dans le cas d'un moteur travaillant uniquement dans la gamme à couple constant donc à flux constant, et si la précision requise le permet, une simple mesure de la tension d'induit éventuellement compensée d'un terme proportionnel au courant, pour tenir compte de la chute ohmique, peut être suffisante. Par contre, elle nécessite

parfois la mise en place d'un élément d'isolation galvanique entre l'induit du moteur et les circuits de réglage (Buhler, 1991).

La régulation reçoit les deux signaux (référence et mesuré) et réagit en fonction de leur écart. Le signal continu de sortie du régulateur attaque le générateur d'impulsion de commande pour les interrupteurs statiques du redresseur contrôlé. En fonction de son signal d'entrée, ce générateur règle la phase des impulsions de sortie par rapport à celles du réseau d'alimentation. Ainsi, une variation du signal de sortie du régulateur provoque une variation de la tension moyenne fournie par l'alimentation au moteur. Le sens des actions est tel que le régulateur tend à réduire au maximum l'écart entre le signal de référence et le signal de mesure.

## **I.5. Conclusion**

Ce chapitre a présenté la modélisation du convertisseur statique alternatif-continu commandé en modulation de largeur d'impulsion. Cette technique de commande lui confère des avantages significatifs, au niveau de la qualité du signal de sortie (tension, courant), ainsi une réduction sensible des problèmes liés à l'utilisation des convertisseurs classiques. En effet, les résultats de simulations ont permis de valider ces avantages.

Par conséquent, en utilisant le modèle de la machine à courant continu et le modèle du redresseur à modulation de largeur d'impulsion, présentés dans ce chapitre, nous pouvons développer la structure de commande du groupe machine à courant continu-convertisseur statique. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.

## **Chapitre II**

### ***Commande de la machine à courant continu***



## **II.1.Introduction**

L'architecture fonctionnelle du dispositif de conduite d'une machine à courant continu sert de concept directeur pour celui d'une machine à courant alternatif, en l'occurrence quand elle est asynchrone. En effet, le couple instantané du moteur à courant continu est l'image directe du courant circulant dans l'induit, lorsque le flux inducteur est maintenu constant. Ce résultat obtenu grâce au dispositif balais-collecteur, facilite grandement la commande en vitesse du processus moteur-charge qui se comporte alors comme un système du second ordre (Caron J-P et Hautier J-P, 1995).

Dans ce chapitre nous abordons la commande de l'ensemble convertisseur statique-machine à courant continu fonctionnant dans les quatre quadrants. A ce propos, le convertisseur statique est modélisé par une fonction de transfert du premier ordre. Et le contrôle de la vitesse s'effectue moyennant l'utilisation d'un régulateur PI en cascade avec une boucle interne de courant.

## **II.2. Fonctionnement dans les quatre quadrants**

Les méthodes utilisées pour le fonctionnement de l'ensemble convertisseur statique à GTO-machine à courant continu dans les quatre quadrants sont :

- Inversion du flux d'excitation.
- Changement de la polarité d'induit.

### **II.2.1. Inversement du flux d'excitation**

Le flux d'excitation peut être inversé soit à l'aide d'un pont redresseur complètement commandé avec un pont à contact, soit à l'aide d'un convertisseur de courant bidirectionnel. Puisque le courant d'excitation est très faible comparé au courant d'induit ; le circuit d'excitation possède une grande constante de temps, donc le temps de réponse lors du changement de la polarité de l'excitation est très grand. Souvent on utilise l'excitation forcée pour réduire le temps de réponse, en appliquant une tension trois à quatre fois la tension nominale d'excitation.

Le changement de la polarité d'excitation est rarement utilisé malgré qu'il soit moins cher. Cependant, on trouve son application dans les systèmes qui possèdent un grand moment d'inertie tels que les laminoirs.

### II.2.2. Changement de la polarité d'induit

Pour obtenir les performances élevées réclamées par les automatismes modernes, il faut généralement recourir à des convertisseurs réversibles qui donnent accès aux quatre quadrants et qui permettent des inversions très rapide (quelques millisecondes pour les convertisseurs en commutation naturelle, beaucoup moins pour les convertisseurs en commutation forcée). Enfin, la constante de temps de l'inducteur étant très grande (de l'ordre de la seconde), on travaille le plus souvent avec un convertisseur sur l'induit dont la constante de temps est faible (de l'ordre de la dizaine de milliseconde), bien que la puissance à installer soit beaucoup plus grande.

#### II.2.2.1. Convertisseur de courant bidirectionnel

Le schéma de principe d'un convertisseur bidirectionnel est représenté à la figure II.1.

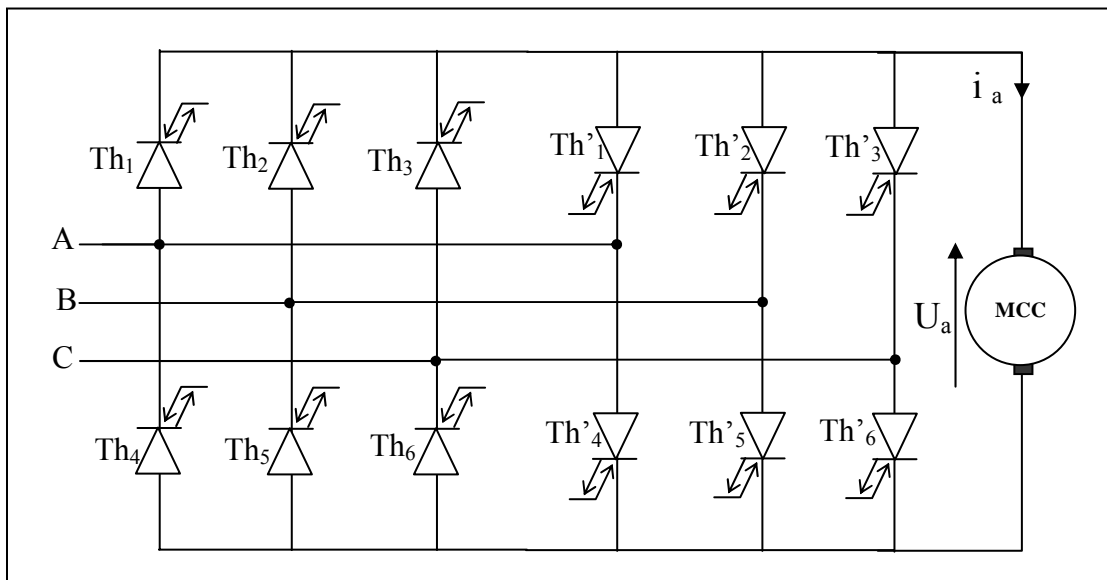


Figure II.1. : Schéma de deux ponts à GTO en antiparallèle associés à un moteur à courant continu.

Le convertisseur bidirectionnel est constitué de deux convertisseurs de courants connectés en antiparallèles auxquels on applique une commande appropriée. Si les deux convertisseurs sont commandés simultanément le convertisseur bidirectionnel est dit à commande adaptée ou avec courant de circulation, mais si les deux convertisseurs sont commandés séparément le convertisseur est dit à commande séparée ou sans courant de circulation (Buhler, 1991).

### II.2.2.2. Convertisseur à GTO avec inverseur statique

La représentation schématique de l'ensemble convertisseur statique-machine est celle présentée à la figure II.2.

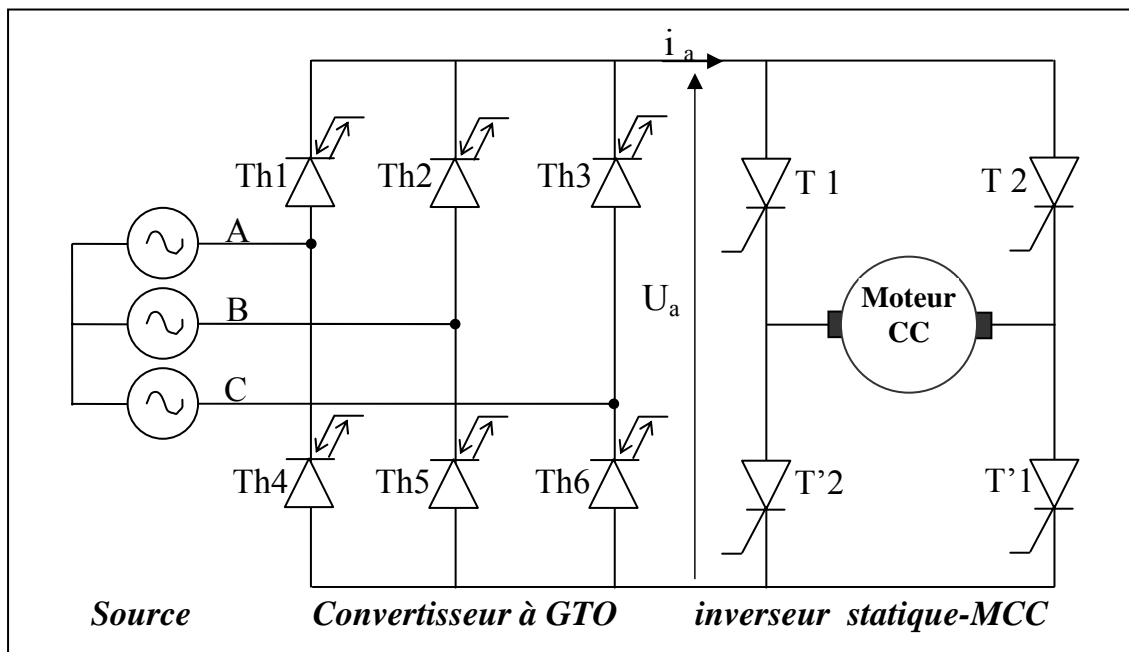


Figure II.2. : Schéma d'un pont à GTO avec inverseur statique associé à un moteur à courant continu.

Le montage est constitué d'un pont simple à six GTO et quatre thyristors qui facilitent l'inversion du sens de rotation et le fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants. Il est très répandu dans le système convertisseurs statique à GTO-moteur à courant continu (Khan et al., 1993).

Le rôle des thyristors est de réaliser simplement la fonction d'inverseur statique, lorsqu'on utilise des contacteurs mécaniques nous avons deux inconvénients,

l'usure des contacts et le temps de réponse qui varie de 50 à 100ms (Leonhard, 1997), mais puisque le prix des contacteurs est faible ce système est utilisé pour les faibles puissances. Notons que dans le présent travail on utilise le variateur de vitesse de la figure II.2.

### II.3. Structure de régulation de vitesse

La structure générale la plus fréquente est donnée à la figure II.3. C'est celle d'un variateur de vitesse à deux boucles en cascade. On y distingue les deux organes de puissance (le moteur et le convertisseur statique), les deux capteurs (de courant et de vitesse) et les deux régulateurs (de courant et de vitesse).

Dans cette structure, la sortie du régulateur de vitesse sert de référence au régulateur de courant. C'est l'image du courant (donc du couple) désiré. A ces organes de base, et sans changer la fonctionnalité de l'ensemble, peuvent s'ajouter des circuits de traitement du signal (filtrage des mesures de courant ou de vitesse si le bruit est excessif, par exemple) ou des circuits de protection.

La structure globale de régulation de vitesse d'un moteur à courant continu, est représentée par la figure II.3.

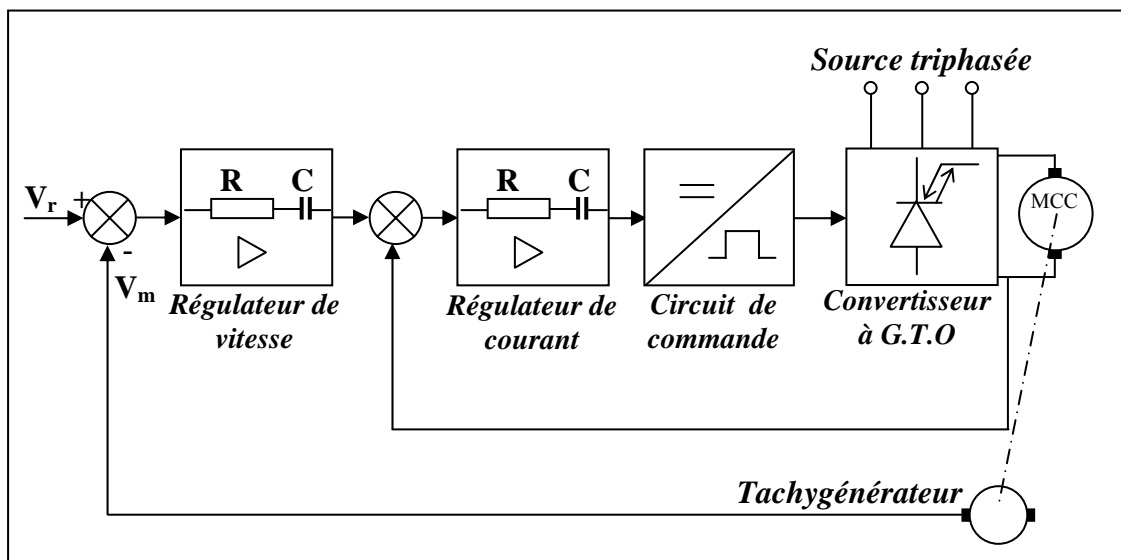


Figure II.3. : Structure globale de régulation de vitesse d'un moteur à courant continu.

### II.3.1. Fonction de transfert et identification des paramètres des régulateurs

La figure II.4, donne le schéma fonctionnel global du système correspondant à l'architecture donnée à la figure II.3. Chaque organe est représenté par sa fonction de transfert.

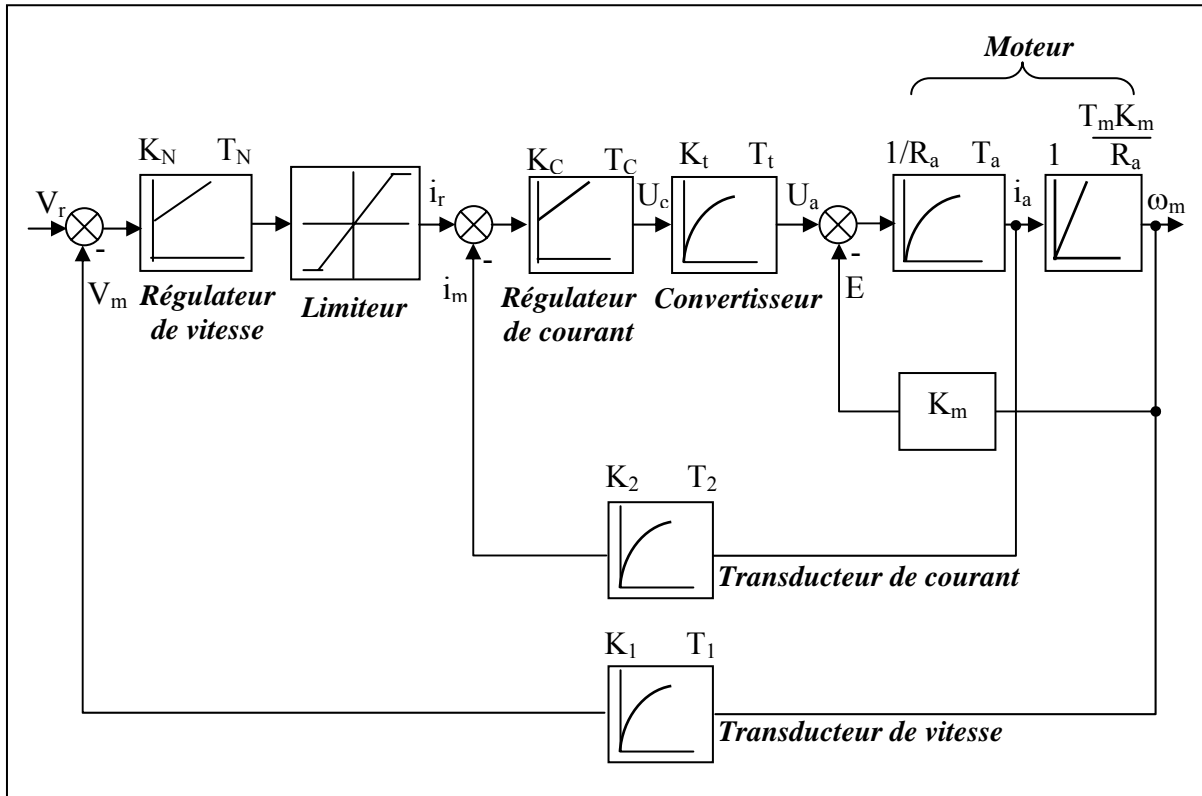


Figure II.4. : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'un moteur à courant continu

### II.3.1.1. Moteur à courant continu

Le moteur à courant continu à excitation séparé est connecté à une charge qui est considérée ici comme une génératrice à excitation indépendante.

Le circuit équivalent du moteur est indiqué sur la figure I.10 du chapitre I.

Pour un fonctionnement à excitation constante, on pose alors dans les équations électriques et dynamiques qui décrivent le système (I.35) ;  $K_m = K \phi$ .

Par suite, il vient alors :

$$\begin{aligned}U_a &= R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E \\C &= J \frac{d\omega_m}{dt} + C_r \\E &= K_m \omega_m \\C &= K_m i_a\end{aligned} \tag{II.1}$$

L'opérateur  $d/dt$  se transforme dans le formalisme de Laplace par une multiplication par  $s$ . les équations précédentes se transforment alors en :

$$\begin{aligned}I_a(s) &= \frac{U_a(s) - K_m \omega_m(s)}{R_a(1 + T_a s)} \\ \omega_m(s) &= \frac{K_m I_a(s) - C_r(s)}{J s} \\ \omega_m(s) &= \frac{C(s) - C_r(s)}{J s}\end{aligned} \tag{II.2}$$

Le fonctionnement de la machine à courant continu à flux constant est régi par le système d'équations (II.2), qui conduit au schéma fonctionnel de la figure II.5.

En fonctionnement moteur, on peut observer qu'une augmentation (diminution) de la tension provoque une augmentation (diminution) du courant, du couple, puis de la vitesse ; une augmentation (diminution) du couple de charge provoque une diminution (augmentation) de la vitesse, donc une augmentation (diminution) du courant et du couple moteur (Caron J-P et Hautier J-P, 1995).

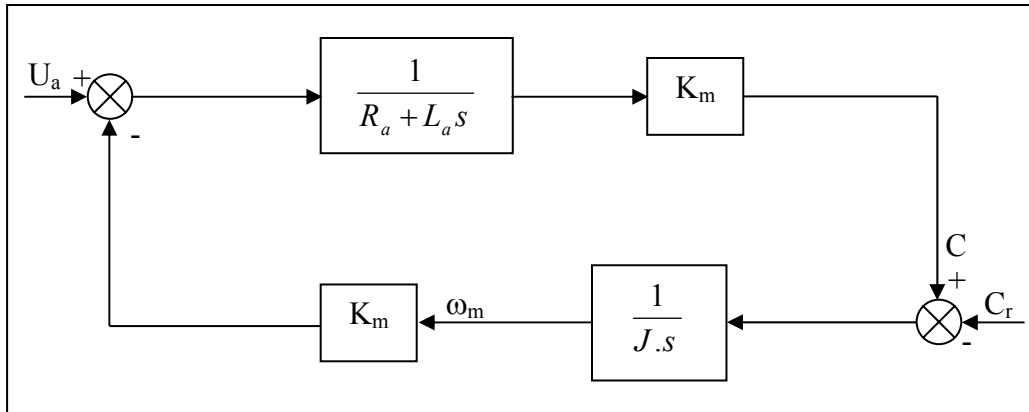


Figure II.5. : Schéma fonctionnel de la machine à courant continu à flux constant.

Comme la charge du moteur est une génératrice à excitation constante qui débite sur une résistance fixe, le couple résistant est alors une fonction linéaire de la vitesse de rotation et prend la forme suivante :

$$C_r = B \cdot \omega_m \quad (II.3)$$

Ainsi, le diagramme fonctionnel de l'ensemble moteur- charge en utilisant le système d'équations (II.2) est représenté à la figure II.6.

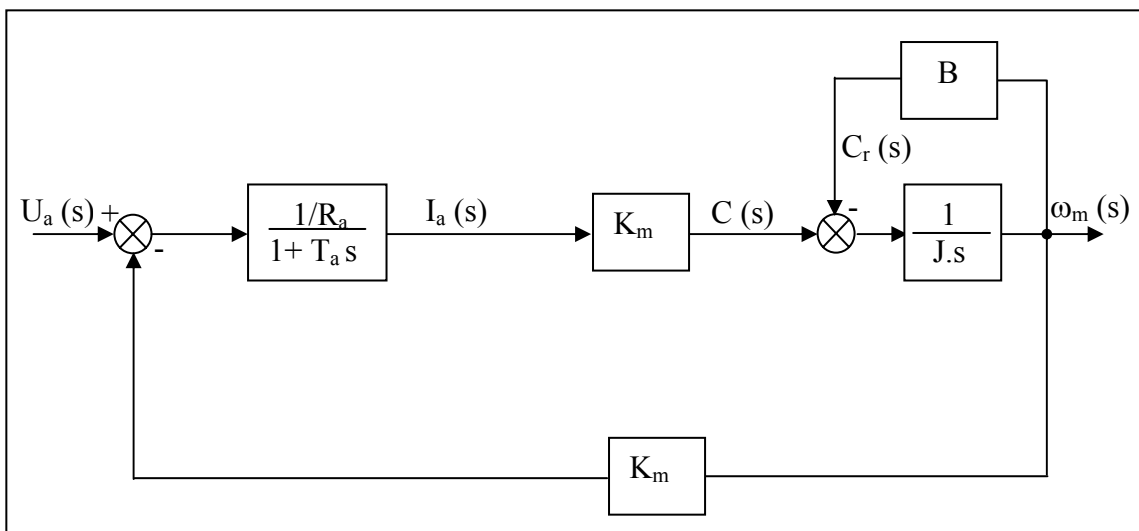


Figure II.6. : Schéma fonctionnel de l'ensemble moteur- charge.

Ce schéma peut se simplifier de la façon suivante :

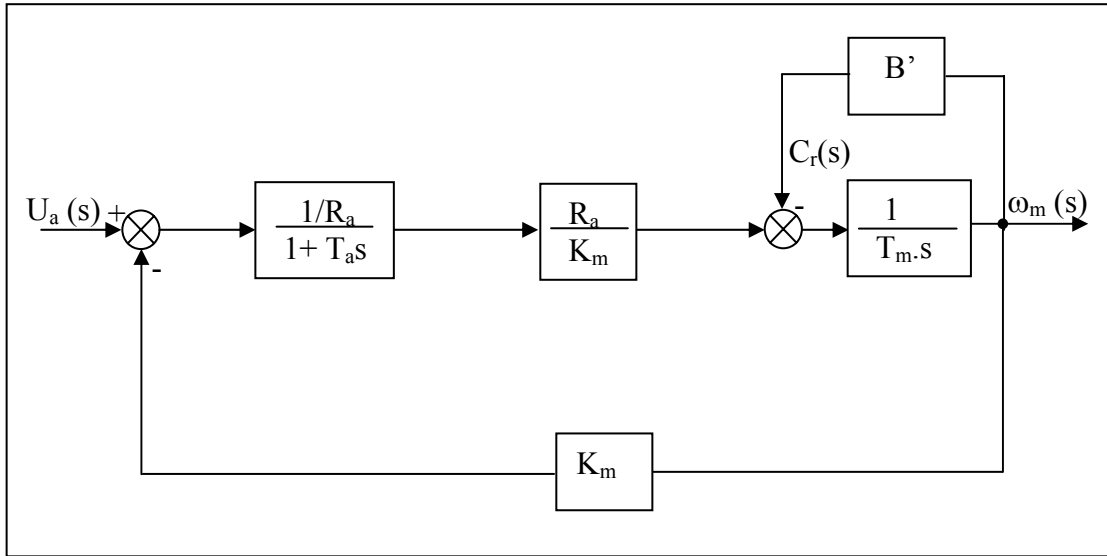


Figure II.7. : Représentation alternative du schéma fonctionnel

La fonction de transfert du moteur est donnée par :

$$\frac{\omega_m(s)}{U_a(s)} = \frac{1/K_m}{(1+B') + (T_m + B'T_a)s + T_a T_m s^2} \quad (\text{II.4})$$

Avec ;  $T_m$  et  $T_a$  qui représentent respectivement la constante de temps mécanique et électrique, et valent :

$$T_m = \frac{J R_a}{K_m^2}$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a}$$

$$B' = \frac{B R_a}{K_m^2}$$

$$B' \ll 1 \text{ et } B'T_a \ll T_m$$

Cependant, la fonction de transfert entre la vitesse et le courant d'induit est considérée comme un intégrateur pur avec une constante de temps  $\frac{T_m \cdot K_m}{R_a}$

(Khan et al., 1988).



$$\frac{\omega_m(s)}{I_a(s)} = \frac{1}{\frac{T_m K_m}{R_a} s} \quad (\text{II.5})$$

### **II.3.1.2. Convertisseur statique**

La tension secondaire du transformateur de puissance est choisie pour une tension de commande  $U_c = 0.9 U_{c\max}$ , tant que la tension maximale à la sortie du convertisseur est égale à la tension nominale du moteur (Leonhard, 1997).

Le gain  $K_t$  du convertisseur (le circuit de commande inclut) est donné comme le rapport de la valeur maximale de la tension de sortie désirée au changement de la tension de commande  $U_c$ .

Le retard du convertisseur est approximé par une constante du temps du premier ordre  $T_t$ , qui est égale au demi de l'intervalle entre deux pulsations successives.

Ainsi ;

- pour  $p = 6$  :  $T_t = \frac{1}{2} \cdot \frac{20}{6} ms$
- pour  $p = 12$  :  $T_t = \frac{1}{2} \cdot \frac{20}{12} ms$

la fonction de transfert du convertisseur est exprimée par :

$$\frac{U_a(s)}{U_c(s)} = \frac{K_t}{1 + T_t s} \quad (\text{II.6})$$

### **II.3.1.3. Transducteur de courant**

L'utilisation d'une résistance en série avec le circuit d'induit nous permet d'obtenir un signal proportionnel, qui est l'image du courant d'induit. Un filtre RC avec une constante de temps  $T_2$  est utilisé pour filtrer l'ondulation dans le signal du courant de sortie.

Donc, la fonction de transfert du transducteur de courant avec le filtre est :

$$\frac{I_m(s)}{I_a(s)} = \frac{K_2}{1+T_2s} \quad (\text{II.7})$$

#### II.3.1.4. Transducteur de vitesse

Un tachygénérateur est utilisé pour obtenir le signal de vitesse sous forme d'une tension (5volt correspond à 1500 tr/min). Un filtre RC avec une constante de temps  $T_1$  est utilisé pour minimiser l'ondulation dans le signal de vitesse. Cependant, la fonction de transfert du transducteur de vitesse avec le filtre est donnée par la relation suivante :

$$\frac{V_m(s)}{\omega_m(s)} = \frac{K_1}{1+T_1s} \quad (\text{II.8})$$

#### II.3.1.5. Régulation de courant

La référence de courant  $I_r$  est imposée par le régulateur de vitesse, la valeur mesurée  $I_m$  l'image du courant d'induit  $I_a$  est obtenue par l'intermédiaire d'un coefficient  $K_2$  (gain).

La figure II.8, représente la boucle interne de régulation de courant.

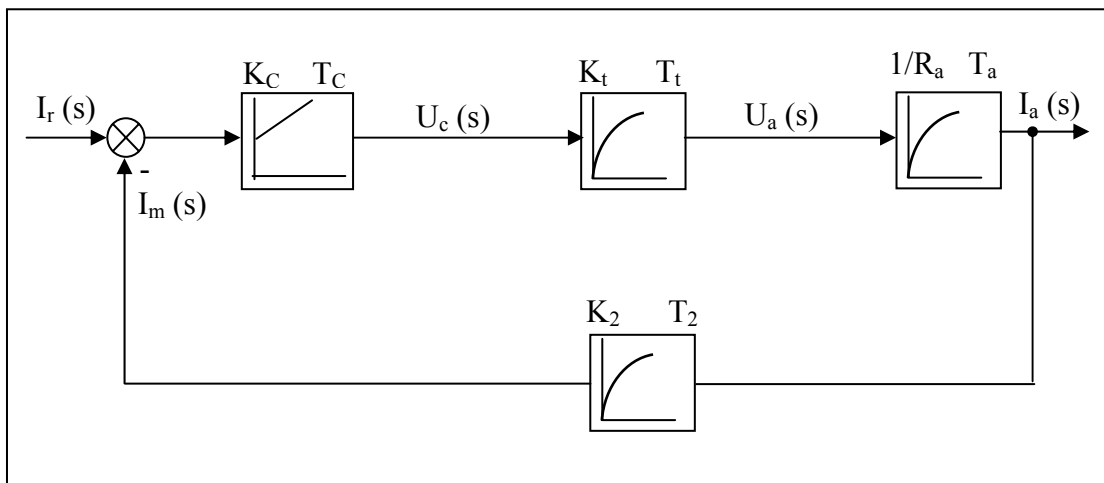


Figure II.8. : Schéma de la boucle interne de régulation de courant

La fonction de transfert du courant en boucle fermée est :

$$\frac{I_a(s)}{I_r(s)} = \frac{K_c \frac{K_t}{R_a} (1+T_c s)(1+T_2 s)}{T_c (1+\delta s)(1+T_a s)s + K_c K_t K_2 \frac{1}{R_a} (1+T_c s)} \quad (\text{II.9})$$

avec :

$T_a$  la constante de temps dominante,

$\delta$  la somme de  $T_1$  et  $T_2$ .

les paramètres du régulateur sont identifiés comme suit :

$$T_c = T_a$$

$$K_c = \frac{T_a}{2 K_t K_2 \frac{1}{R_a} (T_1 + T_2)}$$

### II.3.1.6. Régulation de vitesse

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse peut se représenter par :

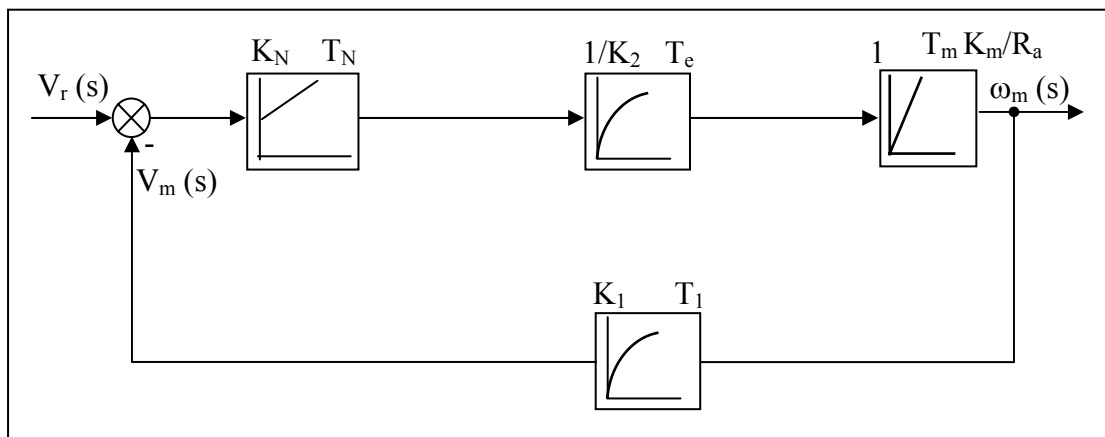


Figure II.9. : Schéma bloc simplifié de la régulation de vitesse

La fonction de transfert globale entre la vitesse du moteur et la référence est exprimée par :

$$\frac{\omega_m(s)}{V_r(s)} = \frac{K_0(1+T_N s)(1+T_1 s)}{T_m T_N \sigma s^3 + T_m T_N s^2 + K_0 K_1 T_N s + K_0 K_1} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$K_0 = \frac{K_N R_a}{K_m K_2}, \quad \sigma = T_e + T_1, \quad T_e = 2\delta, \quad T_N = 4\sigma, \quad K_N = \frac{T_m K_m K_2}{2K_1 R_a \sigma}$$

### II.3.1.7. Schéma bloc du système de régulation

La figure II.10 représente le schéma bloc du système de régulation.

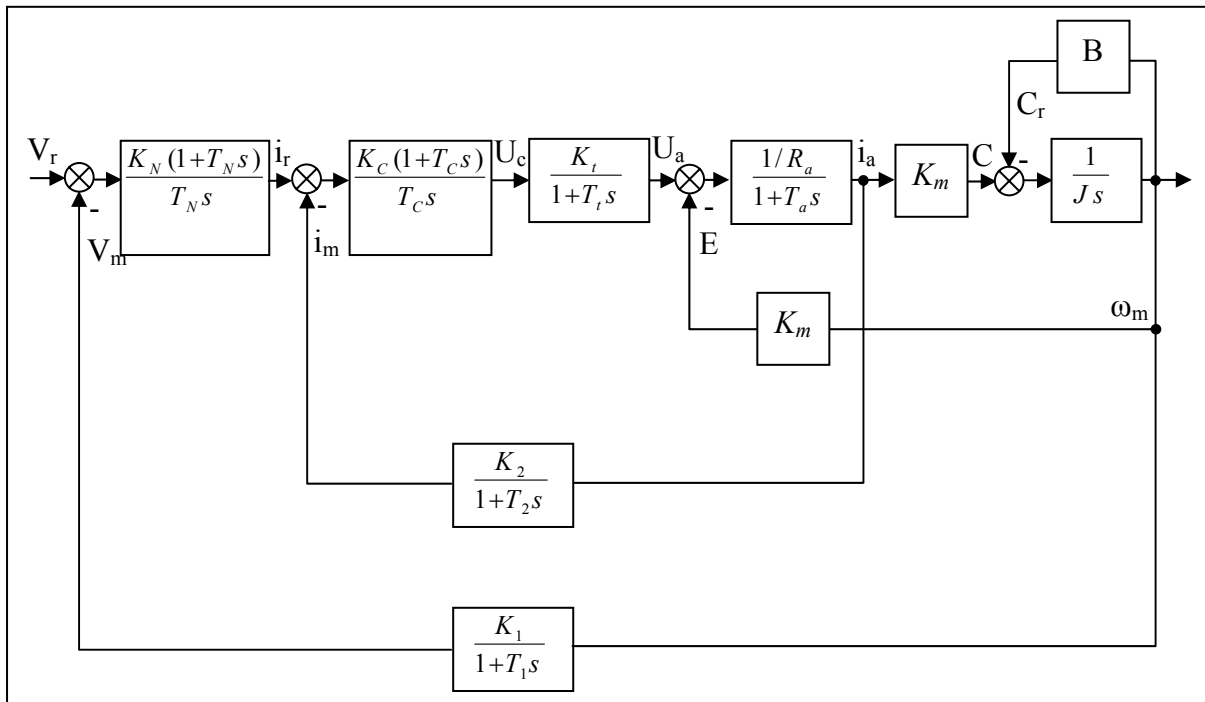


Figure II.10. : Schéma bloc du système de régulation de vitesse et de courant

Les équations qui décrivent le système de régulation de la figure II.10 sont :

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_m}{dt} &= \frac{K_1}{T_1} \omega_m - \frac{1}{T_1} V_m \\
 \frac{di_m}{dt} &= \frac{K_2}{T_2} i_a - \frac{1}{T_2} i_m \\
 \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{(K_m i_a - C_r)}{J} \\
 \frac{di_a}{dt} &= \frac{(U_a - K_m \omega_m - R_a i_a)}{J} \\
 \frac{dU_a}{dt} &= \frac{K_t}{T_t} U_c - \frac{1}{T_t} U_a \\
 \frac{di_r}{dt} &= -\frac{K_N K_1}{T_1} \omega_m + K_N \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_N} \right) V_m + \frac{K_N}{T_N} V_r \\
 \frac{dU_c}{dt} &= -\frac{K_c}{T_c} i_r - \frac{K_c K_2}{T_2} i_a - \frac{K_c K_N K_1}{T_1} \omega_m + K_c \left( \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_c} \right) i_m + K_c K_N \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_N} \right) V_m + \frac{K_c K_N}{T_N} V_r
 \end{aligned} \tag{II.11}$$

#### II.4. Résultats de simulation

Le but des simulations présentées dans ce chapitre est, de déterminer les performances globales que l'on peut obtenir avec la structure de commande proposée pour le moteur à courant continu à excitation séparée. Les commandes simulées sont la commande de vitesse par PI en cascade avec une boucle interne de courant. Les paramètres de la machine utilisée pour les simulations sont ceux de la machine A donnés dans l'annexe.

Les simulations montrent la réponse du système pour des variations de consigne de vitesse et des variations de couple résistant (pour  $C_r = B \cdot \omega_m$  et  $C_r = const$ ).

Les figures II.11 et II.12 montrent les possibilités de la structure de commande d'accéder aux quatre quadrants. Ainsi la réponse du système à un échelon de la vitesse de consigne de  $157 \text{ rad/s}$  à  $-157 \text{ rad/s}$ , et à l'application d'un couple résistant en  $t=2,5s$  est représentée.

Lors de la mise en charge en  $t=2,5s$ , le système reprend rapidement sa vitesse de référence. Pour des variations de consigne de vitesse, l'inversion du courant d'induit (image du couple) et de la vitesse de rotation s'effectue avec une bonne dynamique.

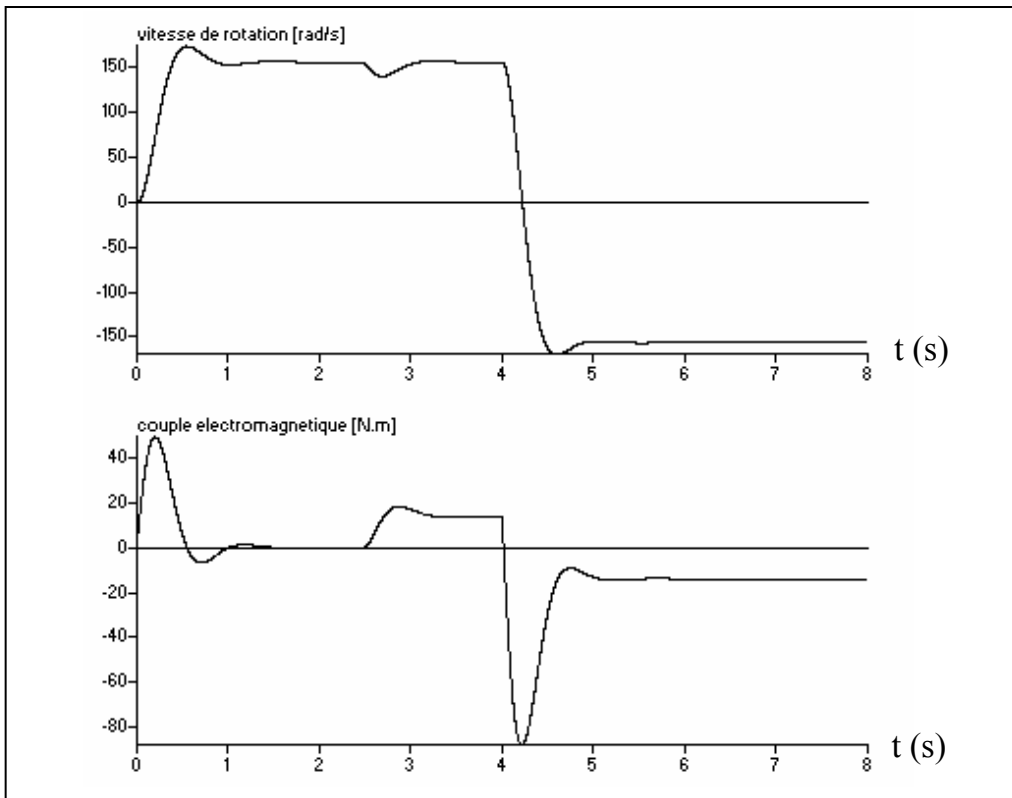


Figure II.11. : Simulation de la régulation de vitesse par PI en cascade avec un régulateur de courant PI pour  $C_r = B \cdot \omega_m$ .

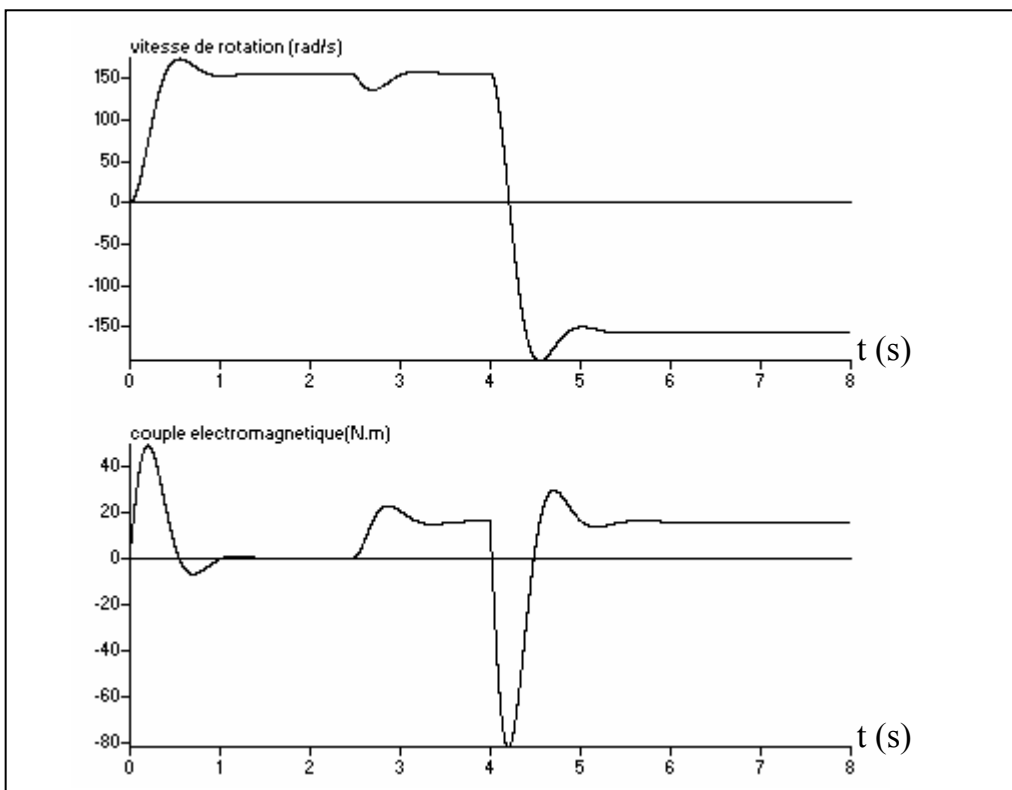


Figure II.12. : Simulation de la régulation de vitesse par PI en cascade avec un régulateur de courant PI pour  $C_r = const = C_n$ .

## **II.5. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons développé la structure de régulation adoptée pour le variateur de vitesse à courant continu, nous avons également montré qu'il s'avère nécessaire d'utiliser un filtrage de l'information électrique délivrée par le capteur de vitesse ; car la tension fournie par une dynamo tachymétrique est toujours entachée de bruits dus à son propre dispositif balais-collecteur. Les résultats de simulations ont permis de confirmer l'étude théorique et ont permis de mettre en évidence les bonnes performances de La structure de commande proposée.

## **Chapitre III**

### ***Eléments du variateur asynchrone***



### III.1. Introduction

Dans ce chapitre sont présentés les éléments constituant le variateur asynchrone. Nous abordons dans une première partie la modélisation de la machine asynchrone. Ensuite, nous nous intéressons à la modélisation du convertisseur statique, et particulièrement l'onduleur de tension à deux niveaux pilotant la machine asynchrone.

### III.2. Description du variateur asynchrone

Le variateur asynchrone est un système composé d'un ensemble machine-convertisseur-commande. Nous proposons dans ce chapitre d'étudier et de modéliser le sous-système machine-convertisseur afin d'établir et de mettre en oeuvre la commande répondant aux besoins spécifiés. Le schéma fonctionnel présenté sur la figure III.1 montre la structure générale du variateur asynchrone.

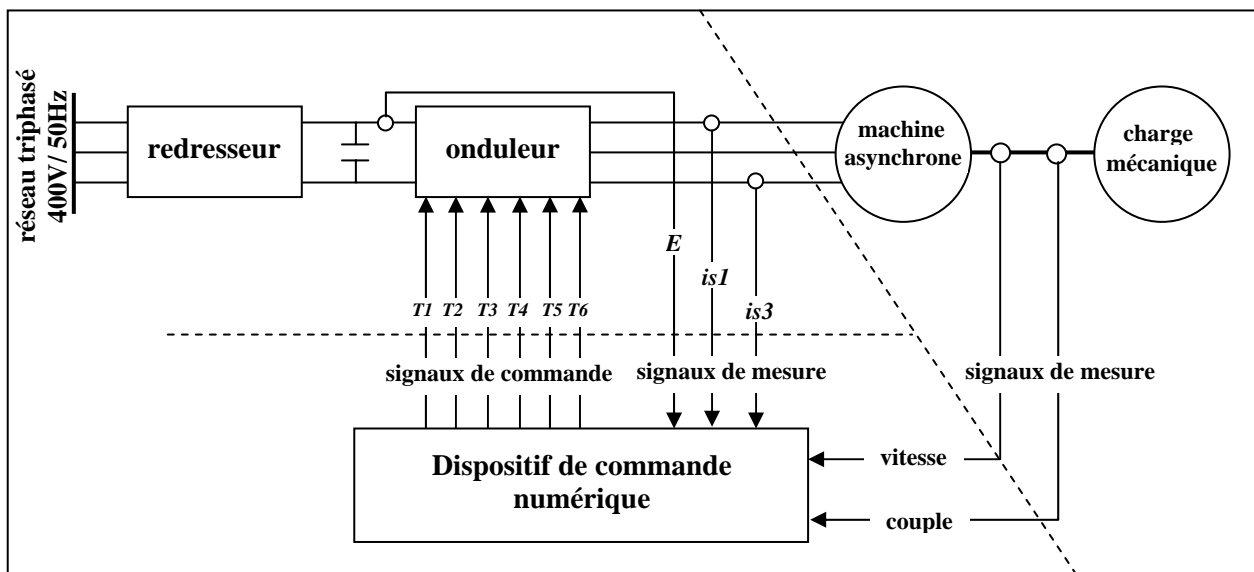


Figure III.1. : Système machine-convertisseur-commande

### III.3. La machine asynchrone

La machine asynchrone est un convertisseur électromécanique. Ce moteur triphasé est constitué d'un multiple de trois enroulements identiques logés symétriquement dans les encoches du stator et d'une cage d'écureuil au rotor, assimilable électriquement à trois enroulements identiques parfaitement symétriques et en court circuit. Dans ces conditions, la machine asynchrone peut être modélisée selon

l'expression (III.1).

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \tag{III.1}$$

$$V_r = 0 = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt}$$

où

$$V_s = [V_{s1} \ V_{s2} \ V_{s3}]^T, \ \phi_{s,r} = [\phi_{s,r1} \ \phi_{s,r2} \ \phi_{s,r3}]^T, \ i_{s,r} = [i_{s,r1} \ i_{s,r2} \ i_{s,r3}]^T$$

Une étude du comportement statique et dynamique permet d'établir un modèle général de connaissance qui représente au mieux la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique. Le modèle de connaissance est établi en supposant une répartition spatiale sinusoïdale du flux dans l'entrefer, un système d'alimentation triphasé équilibré et une machine à paramètres fixes et magnétiquement linéaires (Barret, 1987).

La non considération du phénomène de saturation magnétique conduit à une expression  $\phi = L i$  linéaire avec l'inductance  $L$  constante. En conséquence, l'expression des flux en fonction des courants qui fait intervenir les inductances de la machine asynchrone s'écrit de la façon suivante :

$$\phi_s = [L_s] i_s + [M_{sr}] i_r \tag{III.2}$$

$$\phi_r = [L_r] i_r + [M_{sr}] i_s$$

où

$$[L_{s,r}] = \begin{bmatrix} l_{s,r} & M_{s,r} & M_{s,r} \\ M_{s,r} & l_{s,r} & M_{s,r} \\ M_{s,r} & M_{s,r} & l_{s,r} \end{bmatrix} \text{ et } [M_{s,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$l_{s,r}$  est l'inductance propre statorique, rotorique,

$M_{s,r}$  est l'inductance mutuelle statorique, rotorique,

$M_{sr}$  est l'inductance mutuelle maximale entre une phase stator et une phase rotor,

$\theta$  est la position de la phase 1 du rotor par rapport à la phase 1 du stator.

En calculant le flux totalisé dans une phase de stator, nous pouvons simplifier l'expression des flux en fonction des courants :

$$\phi_s = L_s i_s + L_m i_r \tag{III.3}$$

$$\phi_r = L_r i_r + L_m i_s$$

$L_{s,r}$  est l'inductance cyclique statorique, rotorique,

$L_m$  est l'inductance cyclique magnétisante

### III.3.1. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé en un système diphasé (Chatelain, 1983),(Bose, 2002). En l'absence de composante homopolaire (hypothèse d'équilibre des armatures et de l'alimentation), elle permet ainsi de réduire l'ordre des équations électriques de six à quatre. Les axes ( $d, q$ ) du repère sont en rotation à une pulsation  $\omega_p$  égale à celle qui régit l'évolution des grandeurs électriques. De cette manière, les grandeurs dans ce repère sont continues en régime permanent.

Il existe diverses transformations de Park, mais deux seulement sont classiquement utilisées. La première conserve l'amplitude des grandeurs transformées (transformation à amplitude constante) et la seconde conserve la puissance (transformation à puissance constante). C'est cette dernière transformation que nous retenons par la suite (Caron J-P et Hautier J-P, 1995):

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = T(\psi) \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}, \text{ la transformation inverse est } \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = T^T(\psi) \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \tag{III.4}$$

sachant que,

$$T(\psi) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{III.5}$$

$\psi$  est la position de l'axe  $d$  du repère de Park par rapport à la phase 1 du stator.  
 $X_0$  est la composante homopolaire, elle est nulle pour un système équilibré.

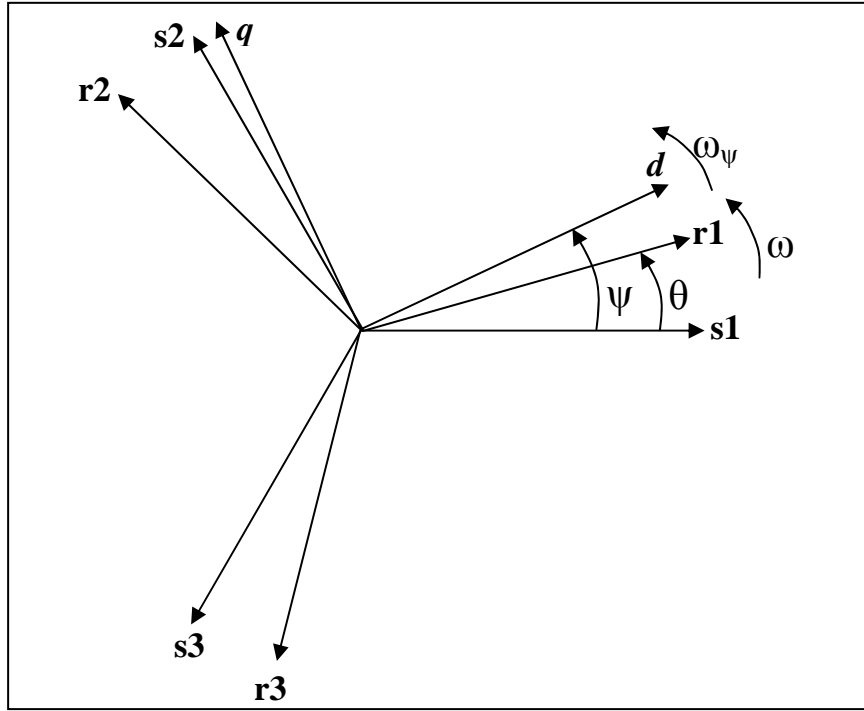


Figure III.2. : Repérage angulaire des systèmes d'axes triphasés et diphasés

En appliquant la transformation  $T(\psi)$  aux équations du stator et la transformation  $T(\psi - \theta)$  aux équations du rotor nous obtenons :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\psi}{dt} \phi_{sd} \end{aligned} \tag{III.6}$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d(\psi - \theta)}{dt} \phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d(\psi - \theta)}{dt} \phi_{rd} \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \tag{III.7}$$

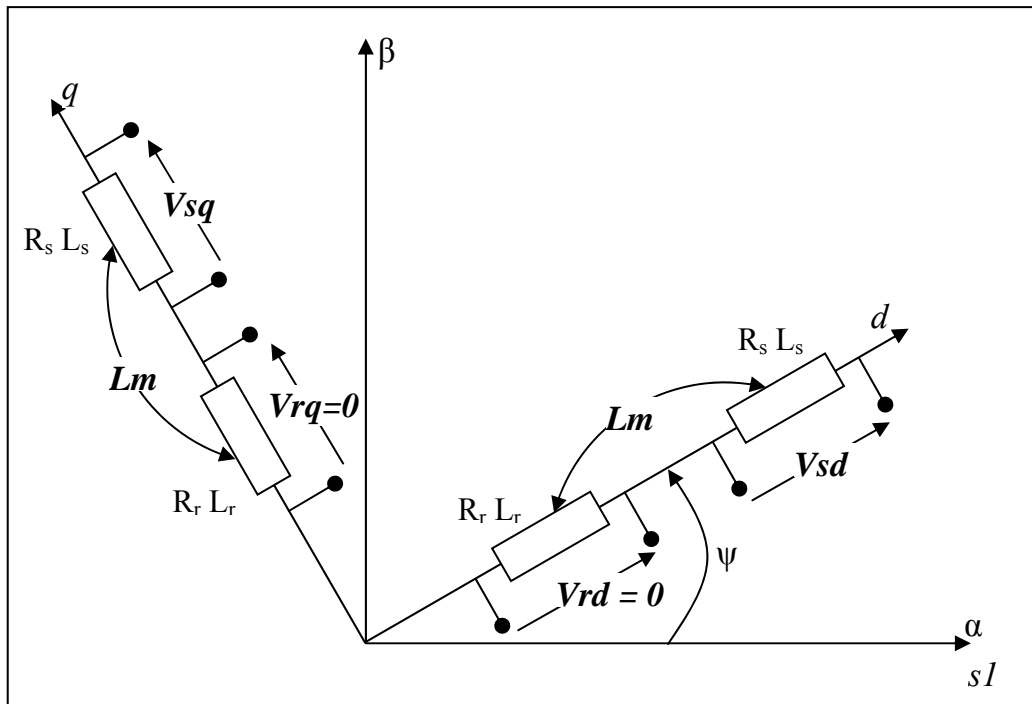


Figure III.3. : Représentation des enroulements dans les axes (d,q)

Aucune formulation n'a été considérée quand à la pulsation  $\omega_\psi = \frac{d\psi}{dt}$  du repère tournant  $(d, q)$ . Ce choix de  $\omega_\psi$  étant libre à priori, trois possibilités sont habituellement envisagées :

- Le repère d'axes  $(d, q)$  est lié au champ tournant (statorique ou rotorique), i.e.  $\psi = \rho$  et  $\omega_\psi = \omega_\rho$ . Dans ce cas, le repère de Park évolue au synchronisme par rapport à la pulsation du champ tournant. Lorsqu'on atteint le régime permanent électrique, cette pulsation est égale à la pulsation des tensions ou flux ou courants statoriques ( $\omega_\psi = \omega_s$ ) de telle sorte que les grandeurs électriques sont continues.
- Le repère d'axes  $(d, q)$  est fixe au stator, i.e.  $\psi = 0$  et  $\omega_\psi = 0$ . Dans ce cas, les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Ce repère a l'avantage de nécessiter une seule transformation linéaire sans rotation  $T(0)$ . C'est un repère fixe d'axes notés  $(\alpha, \beta)$ .

➤ Le repère d'axes  $(d, q)$  est lié au rotor, i.e.  $\psi = \theta$  et  $\omega_\psi = \omega$ . Dans ce cas, les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation rotorique  $\omega_r$ , dite glissement.

Nous pouvons réécrire ( III.6) et (III.7) sous forme complexe en posant

$$X = X_d + jX_q \quad (\text{III.8})$$

ce qui donne :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} + j \frac{d\psi}{dt} \phi_s \quad (\text{III.9})$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} + j \left( \frac{d\psi}{dt} - \omega \right) \phi_r$$

et

$$\phi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (\text{III.10})$$

$$\phi_r = L_r i_r + L_m i_s$$

En faisant apparaître les fuites magnétiques de la machine asynchrone, nous arrivons au système d'équations suivant (III.11) :

$$V_s = R_s i_s + l_{s\sigma} \frac{di_s}{dt} + L_m \frac{d(i_s + i_r)}{dt} + j\omega_\psi \phi_s \quad (\text{III.11})$$

$$0 = R_r i_r + l_{r\sigma} \frac{di_r}{dt} + L_m \frac{d(i_s + i_r)}{dt} + j(\omega_\psi - \omega) \phi_r$$

où

$$L_s = L_m + l_{s\sigma} \quad \text{et} \quad L_r = L_m + l_{r\sigma} \quad (\text{III.12})$$

Le schéma électrique équivalent généralisé d'une machine asynchrone avec fuites réparties est représenté à la Figure III.4.

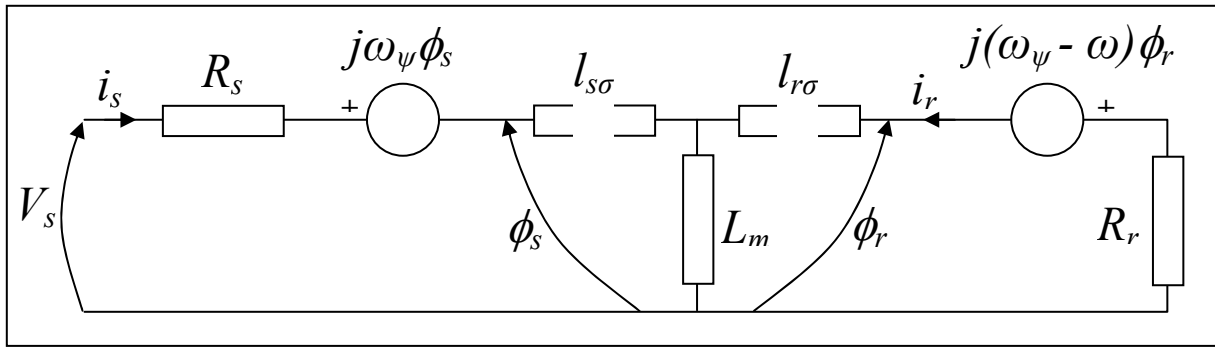


Figure III.4. : Schéma électrique équivalent généralisé avec fuites réparties d'une machine asynchrone

En utilisant les équations ( III.4) et (III.5), l'écriture d'une grandeur complexe  $X$  peut être exprimée en fonction des grandeurs simples triphasées dans un repère de Park généralisé d'axes (d, q) de la façon suivante :

$$X = X_d + jX_q = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ X_1 + X_2 \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + X_3 \cdot \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \cdot \exp(-j\psi) \quad (\text{III.13})$$

### III.4. Le convertisseur statique

Le convertisseur statique est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone un vecteur tension de fréquence et d'amplitude variables à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il se compose généralement d'un redresseur à diodes qui ne sera pas étudié ici, et d'un onduleur de tension à IGBT.

Un capteur de tension existe entre le pont redresseur et le pont onduleur. Il permet de renseigner à tout moment le dispositif de commande sur le niveau de tension continue  $E$  disponible à l'entrée de l'onduleur.

#### III.4.1 L'onduleur de tension

L'onduleur de tension utilisé correspond à une structure à deux niveaux. Il est composé de trois bras indépendants dont chacun est composé de deux interrupteurs. Chaque interrupteur est composé d'un transistor IGBT  $T$  et d'une diode  $D$  montés en antiparallèle.

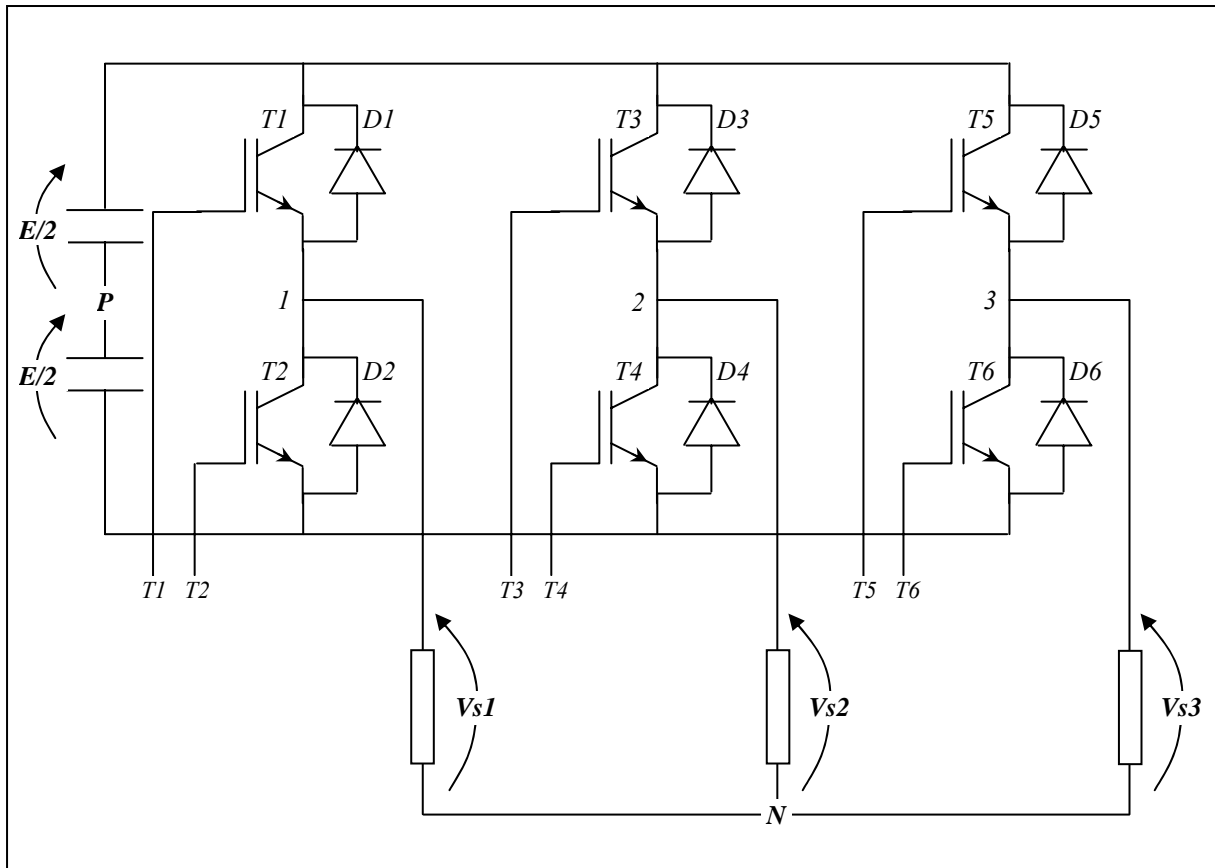


Figure III.5. : Structure d'un onduleur de tension à deux niveaux

En dehors des temps morts, les transistors supérieurs du pont onduleur ( $T1$ ,  $T3$ ,  $T5$ ) sont commandés respectivement de façon complémentaire aux transistors inférieurs ( $T2$ ,  $T4$ ,  $T6$ ). Donc,  $\bar{T}2 = T1$ ,  $\bar{T}4 = T3$ , et  $\bar{T}6 = T5$ .

Le point  $P$  de l'onduleur représente le point milieu de l'alimentation. La tension imposée entre une phase et le point  $P$  s'écrit de la façon suivante :

$$V_{1p} = \frac{E}{2}(2.T1 - 1)$$

$$V_{2p} = \frac{E}{2}(2.T3 - 1) \tag{III.14}$$

$$V_{3p} = \frac{E}{2}(2.T5 - 1)$$

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, i.e. ( $V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0$ ), alors



$$V_{1N} = V_{s1} = \frac{E}{3}(2.T1 - T3 - T5)$$

$$V_{2N} = V_{s2} = \frac{E}{3}(2.T3 - T5 - T1) \tag{III.15}$$

$$V_{3N} = V_{s3} = \frac{E}{3}(2.T5 - T1 - T3)$$

En considérant (III.13), la tension statorique  $V_s$  exprimée dans un repère fixe ( $\alpha, \beta$ ) s'écrit en fonction des tensions simples de la façon suivante :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{1N} + V_{2N} \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) + V_{3N} \cdot \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right) \right] \tag{III.16}$$

Nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de ( $T1, T3, T5$ ). A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active ( $V1.. V6$ ) délivrées par l'onduleur pour alimenter la machine, et deux séquences de tension nulle ( $V0, V7$ ).

Le tableau suivant illustre les vecteurs tension atteignables en fonction de l'état des interrupteurs.

$T1$	$T3$	$T5$	$V_{1N}$	$V_{2N}$	$V_{3N}$	$V_s$	vecteur
1	0	0	$\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E$	$V1$
1	1	0	$\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \exp\left(j \frac{\pi}{3}\right)$	$V2$
0	1	0	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right)$	$V3$
0	1	1	$-\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \exp(j\pi)$	$V4$
0	0	1	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \exp\left(j \frac{4\pi}{3}\right)$	$V5$
1	0	1	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot \exp\left(j \frac{5\pi}{3}\right)$	$V6$
0	0	0	0	0	0	0	$V0$
1	1	1	0	0	0	0	$V7$

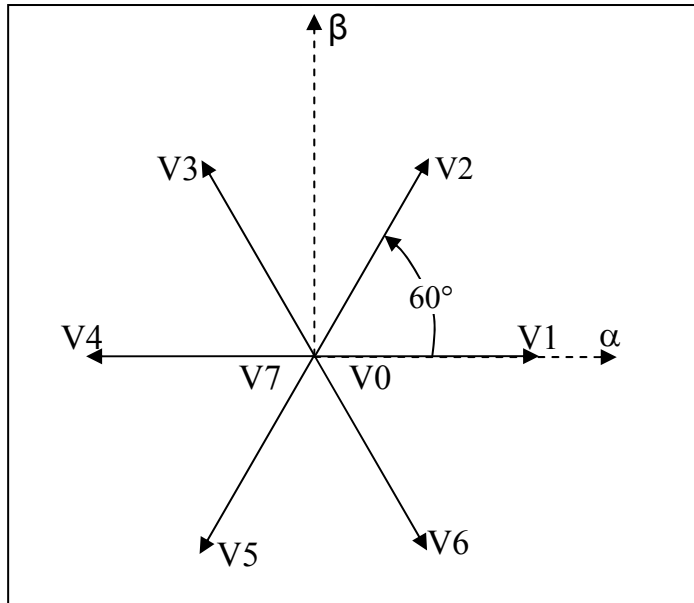


Figure III.6. : Vecteurs de tension atteignables par un onduleur de tension à 2 niveaux

### III.5. Résultats de simulation

Nous avons simulé l'association onduleur-machine. Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont ceux de la machine B donnés dans l'annexe.

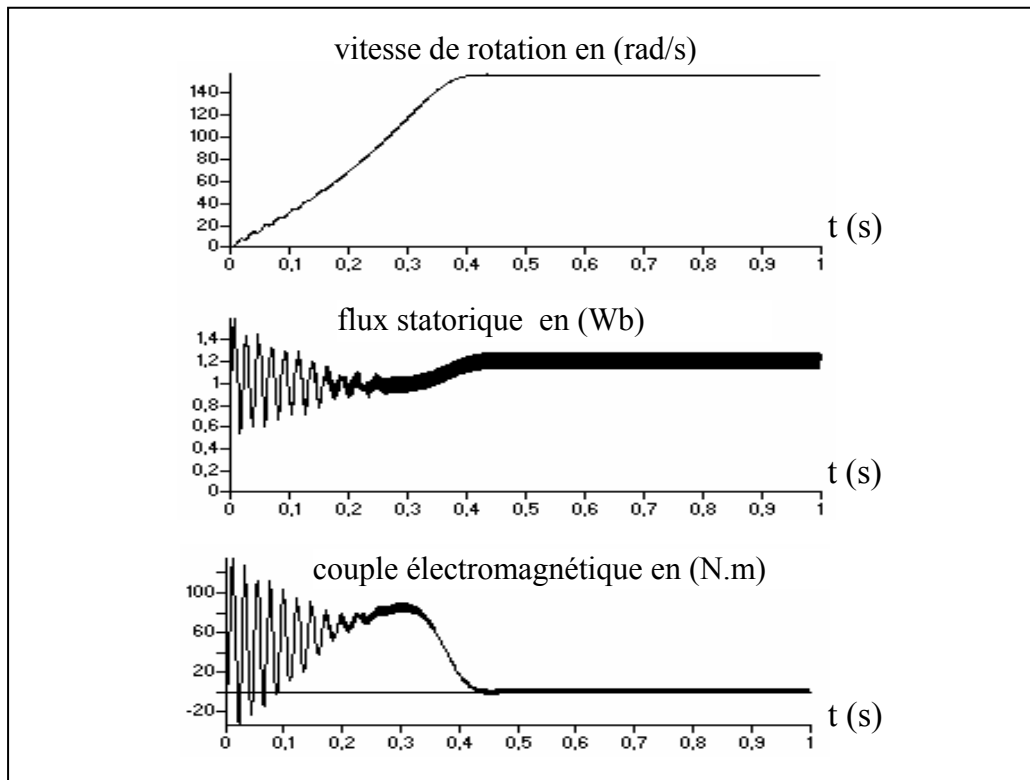


Figure III.7. : Simulation de l'association onduleur de tension-machine asynchrone

La figure III.7 montre la caractéristique dynamique de la machine asynchrone alimentée en tension. On note que le couple électromagnétique est très ondulé. Ces ondulations sont dues à la stratégie de contrôle de l'onduleur. Il est à remarquer que le régime transitoire est oscillatoire pour le flux statorique et le couple électromagnétique.

### **III.6. Conclusion**

Ce chapitre offre une description généralisée des différents éléments d'un variateur asynchrone. La modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension est indispensable pour piloter le système et développer les algorithmes de commande. Les résultats de simulation ont révélé que la machine asynchrone présente une structure dynamique fortement non linéaire, ce qui complique sa commande. Dans le chapitre suivant on décrira quelques architectures du contrôle de la machine.

## **Chapitre IV**

***Sur les techniques de commande  
de la machine asynchrone***

### IV.1. Introduction

Si la machine asynchrone est relativement aisée à modéliser (contrairement à la machine synchrone), son contrôle quant à lui est assez complexe. C'est sans doute la raison majeure qui l'a longtemps tenue à l'écart des applications de la vitesse variable au profit de la machine à courant continu. En effet le contrôle du couple électromagnétique ne se fait pas aisément étant donné qu'il résulte de l'interaction de grandeurs non découplées. Quel que soit l'algorithme abordé, l'objectif, apparent ou caché, est le découplage des variables de contrôle que sont le flux et le couple de la machine dans le but d'atteindre des performances globales de plus en plus élevées. Sans avoir la prétention de rendre compte de façon exhaustive des techniques de contrôle de la machine asynchrone, nous allons toutefois en brosser un tableau rapide afin de positionner notre étude dans le domaine.

### IV.2. Contrôle en boucle ouverte.

Cette commande, bien connue sous le nom de « loi U/f », détermine, selon les équations du régime permanent, en fonction de la fréquence de fonctionnement désirée la valeur de la tension à imposer aux bornes du stator de la machine pour maintenir le flux statorique constant (Figure IV.1).

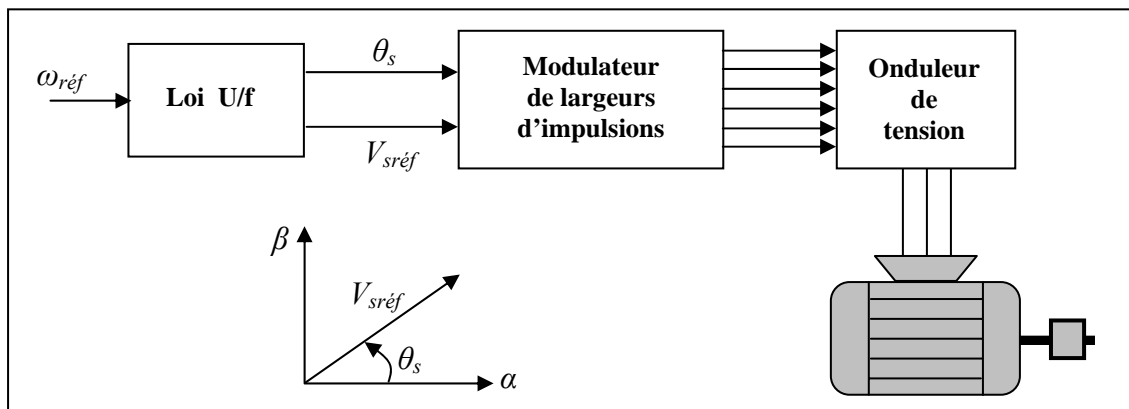


Figure IV.1. : Schéma bloc décrivant la commande par loi U/f de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

De mise en oeuvre simple et ne nécessitant à priori aucune connaissance du système à contrôler, la loi de commande permet des performances statiques très

acceptables. Les performances dynamiques quant à elles ne sont pas vraiment remarquables. En effet, dans la formulation de base de la loi elles sont non contrôlées. Nous signalons cependant qu'il existe dans la littérature des travaux étudiant des méthodes pour améliorer ces performances (Munoz-Garcia et al., 1998).

### IV.3. Contrôle par flux orienté.

Le principe du contrôle dit à flux orienté repose sur l'obtention d'un découplage parfait entre les deux variables principales de commande de la machine asynchrone: à savoir le couple et le flux. Le couplage entre les deux variables est mis en évidence dans l'expression générale du couple électromagnétique (IV.1). Toutefois dans toute mise en oeuvre, on lui préférera l'une des deux autres expressions (IV.2) ou (IV.3), les flux statorique et rotorique n'étant pas des grandeurs mesurables du système.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\phi_{rd} \phi_{sq} - \phi_{rq} \phi_{sd}) \quad (IV.1)$$

$$C_{em} = p (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (IV.2)$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (IV.3)$$

où  $X_d$  et  $X_q$  sont les composantes du vecteur  $X$  dans un repère  $(d,q)$  de la machine.

La commande vectorielle consiste à orienter l'axe d du repère  $(d,q)$  de la machine sur la résultante de l'un ou l'autre des deux flux. Dans la littérature, il existe de nombreux travaux qui orientent le repère sur le flux statorique ((Xu et al.,1988),(Haufmann et al., 1995),(Siala, 1992) par exemple). Cependant l'application la plus courante consiste en l'orientation de l'axe d selon le flux rotorique. De nombreux travaux dans ce domaine ont été réalisés (Ourth, 1995),(Jellassi,1991)). Une évaluation de l'un ou l'autre choix est faite dans un certain nombre de papiers (Krafka et al., 1995),(Ojo et al.,1990)).

Le modèle de park d'une machine asynchrone dans un référentiel généralisé dont la position a été choisie afin d'obtenir que le flux rotorique d'axe  $q$  ( $\phi_{rq}$ ) soit égal à zéro est représenté par les équations (IV.4),(IV.5),(IV.6),(IV.7) et (IV.8). Dans ces équations, les variables d'état sont les courants statoriques ( $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ ), le flux rotorique d'axe  $d$  ( $\phi_{rd}$ ) et la position du référentiel ( $\psi$  avec  $d\psi/dt = \omega_\psi$ ).

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_\psi \sigma L_s i_{sq} \quad (IV.4)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_\psi \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_\psi \sigma L_s i_{sd} \quad (IV.5)$$

$$L_m i_{sd} = \phi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} \quad (IV.6)$$

$$\omega_\psi = \omega + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (IV.7)$$

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (IV.8)$$

Dans ces équations les paramètres donnés sont spécifiés dans (§ III.3).

Avec :

$R_s$  et  $R_r$  sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques des bobinages équivalents  $d, q$  ;

$\sigma$  est le coefficient de dispersion de la machine [ $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ ];

$\omega$  et  $\theta$  sont respectivement la vitesse et la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Le schéma bloc correspondant est représenté en traits pleins à la figure IV.2. Dans ce schéma  $C_R$  est le couple résistant,  $J$  est l'inertie du rotor de l'actionneur et de la charge mécanique,  $K$  est le coefficient de frottement visqueux,  $\tau_s = L_s / R_s$  et  $\tau_r = L_r / R_r$  sont les constantes de temps électriques statorique et rotorique,  $s$  est l'opérateur de Laplace.

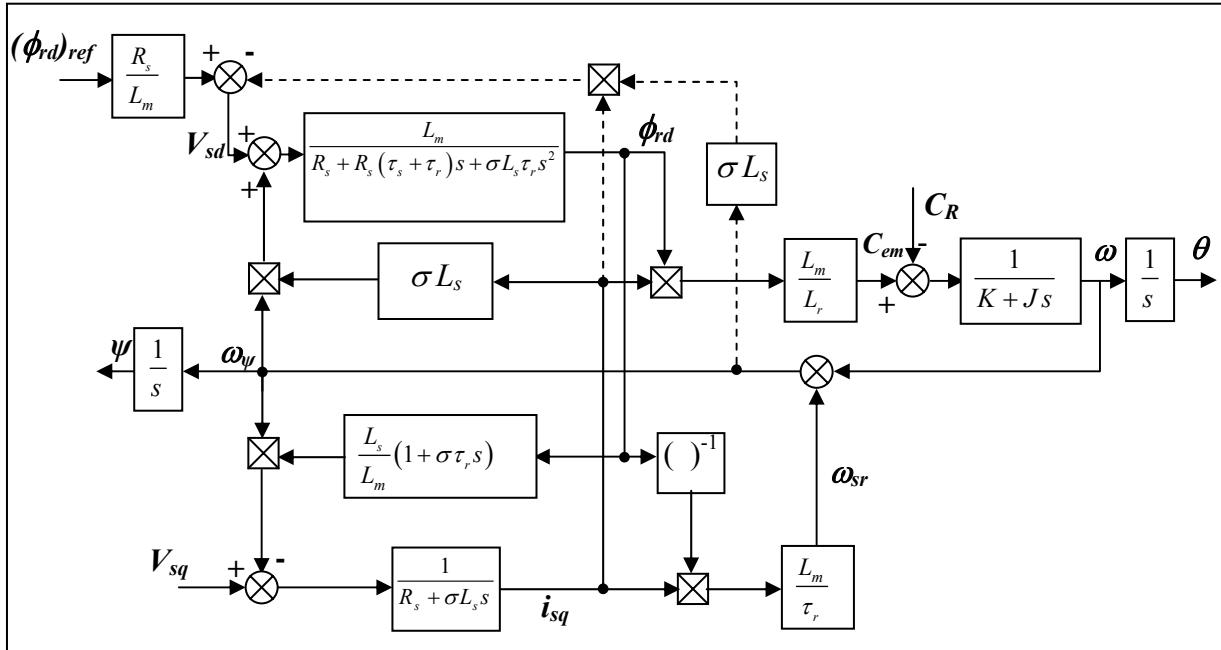


Figure IV.2. : Schéma bloc de l'actionneur à induction

### IV.3.1. Stratégie de commande

La structure de la figure IV.2 peut se simplifier, en tenant compte du fait que le flux  $\phi_{rd}$  est généralement maintenu constant. Ainsi, on constate que l'action de l'axe  $q$  sur l'axe  $d$  peut être annulée par un retour d'état, représenté en traits discontinus sur la figure IV.2. Si le flux  $\phi_{rd}$  est maintenu constant, il peut alors être imposé en boucle ouverte au moyen de la tension  $V_{sd}$ .

Lorsque le découplage est parfaitement réalisé et le flux stabilisé après une transitoire à sa valeur de référence, la figure IV.2 se réduit à la figure IV.3. L'axe  $q$  de la machine se réduit en fait à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante.

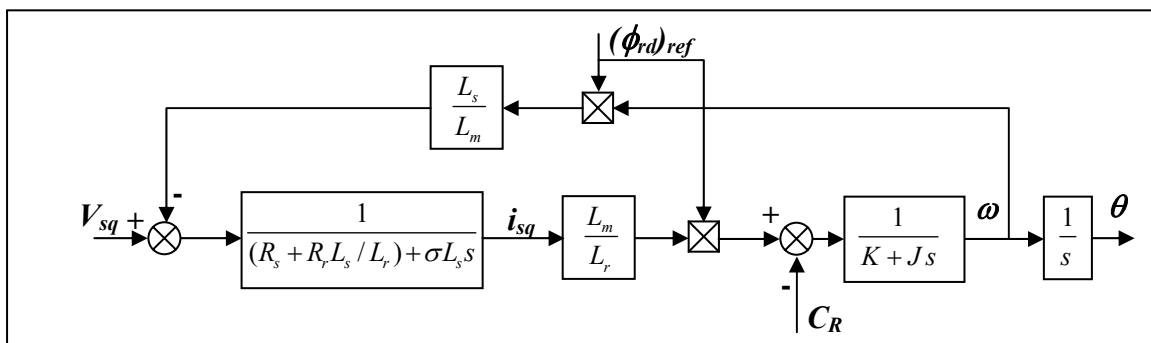


Figure IV.3. : Schéma bloc de l'actionneur à induction lorsque le découplage et la commande du flux sont parfaitement réalisés



La figure IV.2 montre que pour imposer le flux à sa valeur de référence, la tension  $V_{sd}$  peut être simplement calculée comme suit :

$$V_{sd} = \frac{R_s}{L_m} (\phi_{rd})_{ref} - \omega_\psi \sigma L_s i_{sq} \quad (IV.9)$$

Avec

$$\omega_\psi = \omega + \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{(\phi_{rd})_{ref}} \quad (IV.10)$$

Le courant  $i_{sq}$  nécessaire pour calculer la tension  $V_{sd}$  peut être estimé. Cette estimation se déduit de la figure IV.3. Après avoir négligé la constante de temps électrique  $[\sigma L_s / (R_s + (L_s/L_r)R_r)]$ , on obtient (Feraga C-E et Yousfi A, 2008):

$$i_{sq} = \frac{V_{sd} - \omega \frac{L_s}{L_m} (\phi_{rd})_{ref}}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r} \quad (IV.11)$$

Un observateur de perturbation est introduit dans la boucle de régulation de vitesse. Le principe de cet observateur de perturbation est décrit dans la référence (Robyns et al., 1992). La fonction  $H$  apparaissant dans l'observateur de perturbation se déduit du modèle auquel le moteur asynchrone se réduit lorsque le découplage et la commande sont parfaitement réalisés (figure IV.3). En compensant la f.c.e.m, en négligeant la constante de temps électrique et en négligeant les frottements dynamiques, on obtient :

$$H = \frac{L_m (\phi_{rd})_{ref}}{(R_s L_r + R_r L_s) J s} \quad (IV.12)$$

Les découplages introduits dans la commande permettent de réduire, en ce qui concerne la commande de vitesse ou de position, le comportement des machines à courant alternatif à celui d'un système SISO linéaire (Gorez et al., 1991),(Robyns et al., 1994). Nous avons pu ainsi utiliser, pour la synthèse des régulateurs de vitesse et de position, des techniques de commande robuste développées pour les systèmes linéaires. Le schéma global du système de commande est représenté à la figure IV.4.

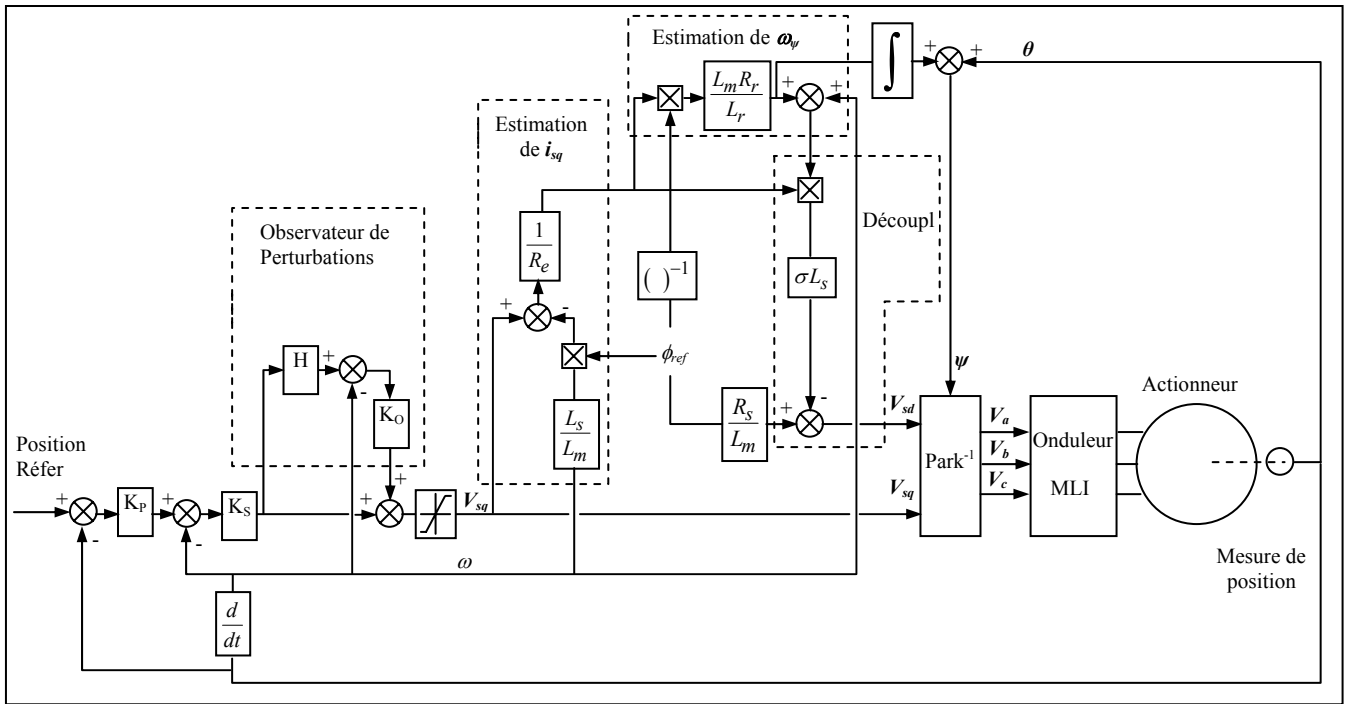


Figure IV.4. : Contrôle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone

### IV.3.2. Résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisée pour les simulations sont ceux de la machine B donnés dans l'annexe.

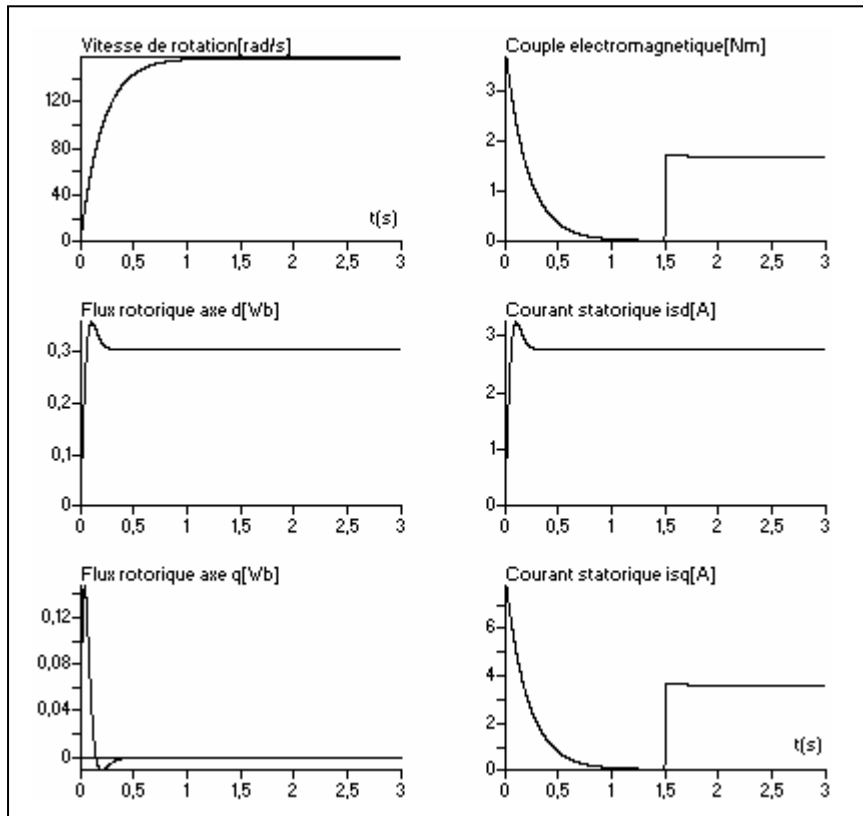


Figure IV.5. : Simulation du comportement dynamique du système

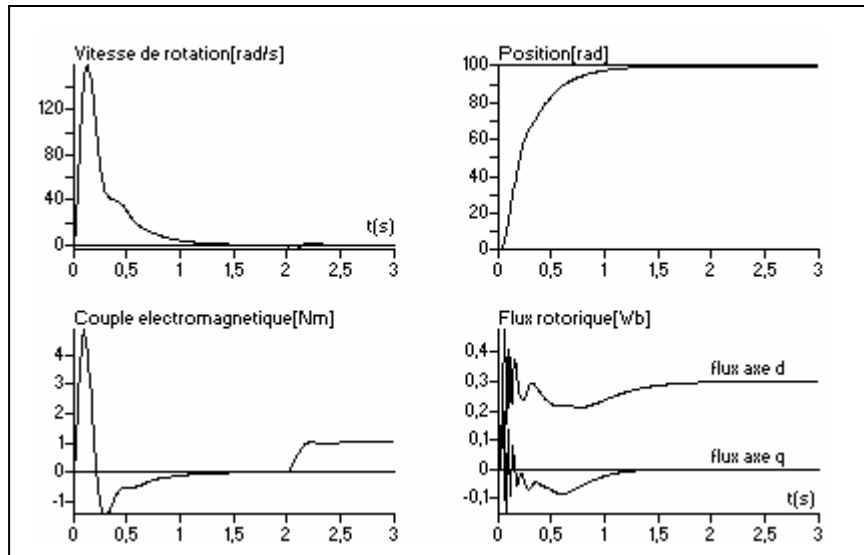


Figure IV.6. : Simulation du comportement dynamique du système en présence d'une erreur sur  $R_r$

La figure IV.5 présente la réponse du système à un échelon de consigne de vitesse de 0 à 1500 tours/min, et à l'application d'un couple résistant égal au couple nominal de la machine en  $t=1,5s$ . On constate que, grâce à l'introduction d'un observateur de perturbations dans la boucle vitesse, le système est quasi insensible aux échelons de couple résistant appliqués à la machine.

La figure IV.6 représente la réponse du système à un échelon de la position de consigne de 0 à 100 radians et à l'application d'un échelon de couple valant pratiquement le couple nominal en  $t= 2s$ . Dans la simulation, une erreur de 20% est introduite sur le paramètre  $R_r$ . Les erreurs qui apparaîtront en transitoire sur la valeur du flux restent généralement faibles et elles décroissent rapidement quand la vitesse augmente. La réponse de position est peu affectée par cette erreur.

Nous rappelons ici que les performances de la loi de commande dépendent totalement du parfait découplage entre les deux grandeurs principales de la machine: le flux et le couple. Cette contrainte se traduit par la nécessité d'une parfaite connaissance de la position du flux à contrôler dans l'espace.

#### IV.4. Contrôle direct du couple (Direct Torque Control)

Cette stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone a été la première à apparaître dans la littérature sous le nom de DTC et sa diffusion remonte au

milieu des années 80. Son algorithme est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique. Sa première apparition dans la littérature est d'ailleurs assez remarquée puisque son développement est présenté par deux écoles différentes quasiment au même moment.

- M. Depenbrock lui a donné le nom de "Direct Self Control (DSC)" et a publié à son sujet pour la première fois en 1985 (Depenbrock, 1985). Il réalise le contrôle du flux statorique et du couple selon le principe de la Figure IV.7. Chaque composante de phase du flux est asservie à une valeur de référence par l'intermédiaire de trois comparateurs à hystérésis (un par phase) qui déterminent les commutations des interrupteurs pour chaque phase. Un dernier comparateur à hystérésis impose l'application d'une tension nulle aux bornes de la machine quand cela est nécessaire pour diminuer la valeur du couple électromagnétique. L'application de cette technique produit un cycle hexagonal du flux, limitant le nombre de commutations de l'onduleur.

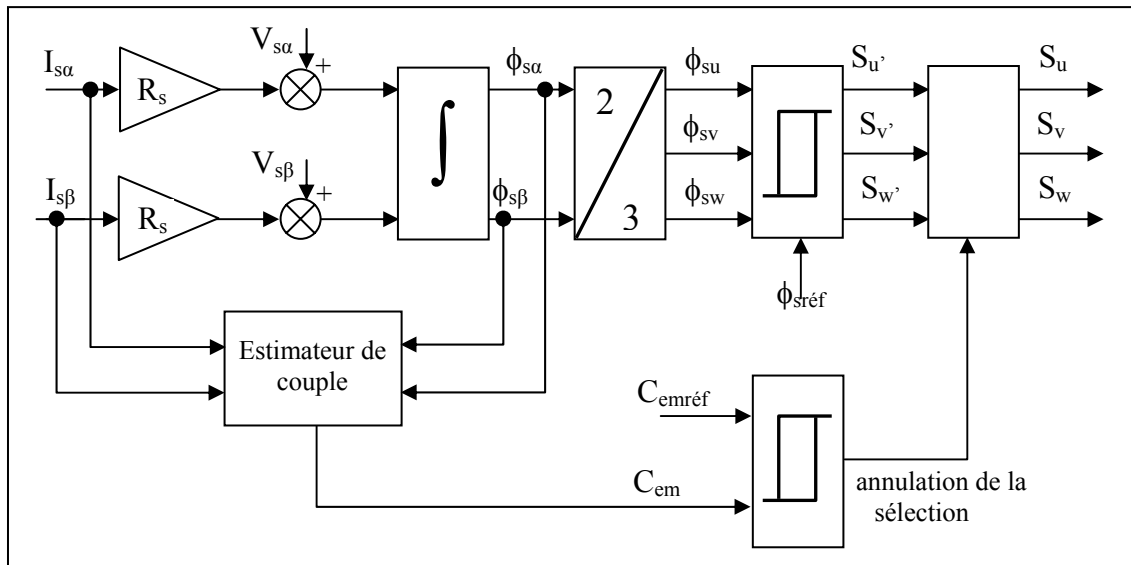


Figure IV.7. : Schéma de principe du DSC.

- L'implémentation proposée par I. Takahashi et T. Noguchi (Takahashi et al., 1985) diffère de la précédente en ce qu'elle fait apparaître une table de commutation de vecteurs de tension que peut fournir l'onduleur de tension. De plus le contrôle du flux statorique ne se fait pas par phase. En effet, le module du flux et le couple électromagnétique sont maintenus dans une bande

d'hystérésis par l'intermédiaire du choix du vecteur de tension statorique appliqué, la position du flux dans l'espace paramétrant ce choix dans la table de commutation (Figure IV.8).

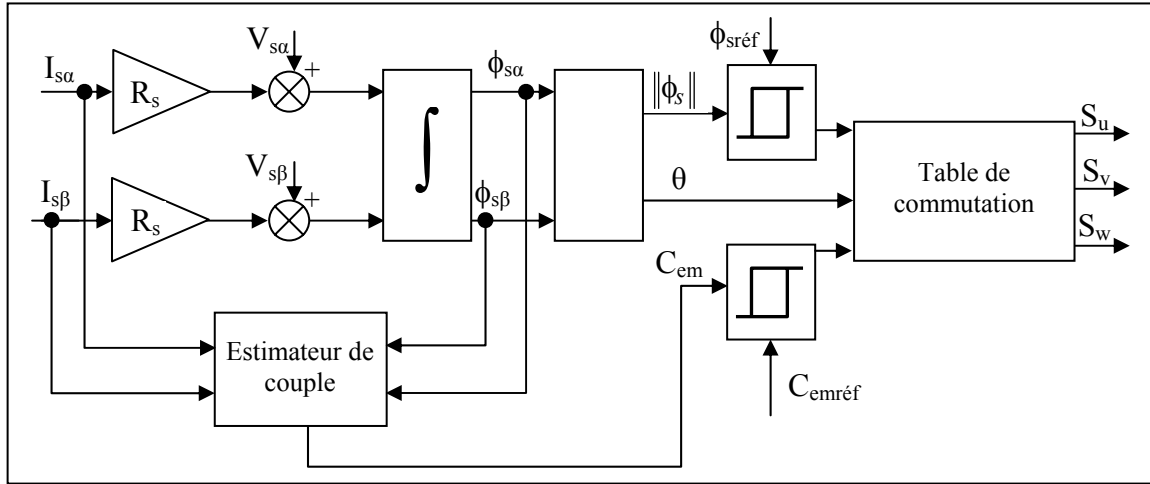


Figure IV.8. : Schéma de principe du contrôle proposé par I. Takahashi et T. Noguchi.

C'est cette dernière approche de contrôle qui nous a plus particulièrement intéressée. De très nombreux travaux existent sur le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension. Notre contribution consiste en l'élaboration de nouvelles tables de commutation pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension.

#### **IV.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons fait un bref état de l'art concernant la commande du moteur asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Notre choix s'est porté sur une commande qui, de par sa structure permet de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique. Afin d'obtenir des réponses très rapides en couple, le Modulateur de Largeur d'Impulsion, incontournable dans les commandes en tension classiques, est remplacé par une table de commutation qui impose directement les états des interrupteurs. Dans le chapitre suivant, nous allons développer plus en détail cette loi de commande en expliquant son élaboration. Nous en présenterons aussi ses performances.

## **Chapitre V**

### ***Contrôle direct du couple et du flux d'une machine asynchrone***

### V.1. Introduction

Dans ce chapitre nous abordons la commande d'une machine asynchrone sachant qu'elle impose des stratégies de commande nettement plus complexes par rapport à son homologue à courant continu.

Les commandes d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension peuvent être regroupées en deux catégories :

- Les commandes en durée qui sont basées sur un modèle moyen du processus. Ce sont les commandes à Modulation de Largeurs d'Impulsion (MLI) où la fréquence de découpage de l'onduleur est imposée, alors que la tension à appliquer est variable ( De Fornel, 1976 ),( Westerholt, 1994). Le principe d'une MLI consiste à imposer la valeur moyenne du vecteur tension sur une période de découpage. Le schéma de principe d'une commande à MLI est le suivant :

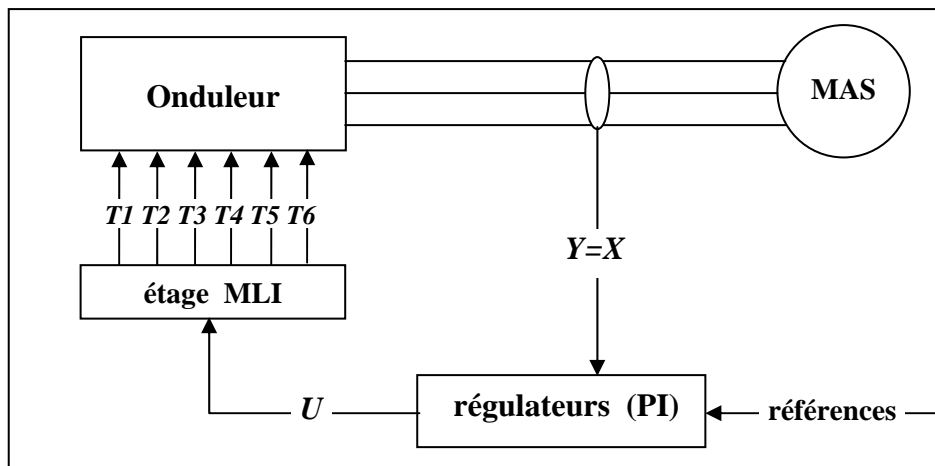


Figure V.1. : Principe d'une commande à MLI

- Les commandes en amplitude qui sont basées sur un modèle instantané du processus (Depenbrock, 1988),(Pohjalainen et al., 1995). Dans cette catégorie, nous situons la commande directe du couple et du flux connue sous le nom de DTC (Direct Torque Control). Cette commande consiste à imposer un vecteur tension instantané à l'onduleur, la fréquence de découpage étant variable en valeur moyenne. Le réglage des grandeurs de contrôle est classiquement assuré par des régulateurs à hystérésis. Le schéma de principe d'une commande DTC est le suivant:

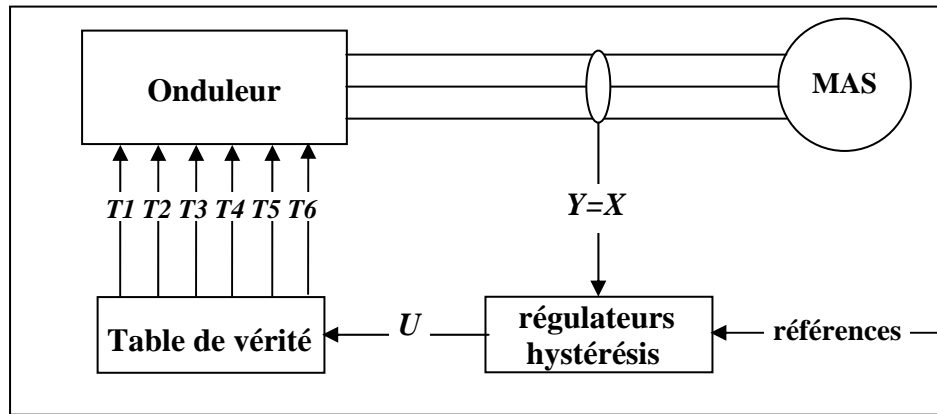


Figure V.2. : Principe d'une commande DTC

En conséquence, lorsqu'il s'agit d'une commande en amplitude, la tension de sortie appliquée à l'onduleur n'est autre que l'un des sept vecteurs tension physiquement disponible ou instantanément atteignable. Ainsi, la commande DTC se distingue d'une commande MLI par le fait que l'état des interrupteurs est déterminé à chaque cycle de régulation (Canudas, 2000).

## V.2. Caractéristique d'une commande DTC

La commande DTC correspond à un contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. A l'opposé de la solution adoptée en contrôle vectoriel par flux orienté ou nous contrôlons classiquement le flux rotorique (Westerholt, 1994), nous préférons dans le cas du DTC, piloter le flux statorique dont la dynamique de variation est nettement plus rapide. L'idée de base est en effet ici de contrôler des grandeurs instantanées rapides et significatives de l'état électromagnétique du système.

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi, la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage (Figure V.2). Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs, comme pour les variateurs à courant continu (Depenbrock, 1988), (Takahashi et al., 1986), (Pohjalainen et al., 1995). Cependant, leur présence a pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable. En outre, La discrétisation en vue d'une



implémentation en temps réel et le nombre limité de vecteurs tension disponibles (Figure V.3) engendrent la présence d'une ondulation sur le courant et le couple (Walczyna, 1994), (Casadei et al. , 1994). Par ailleurs, Cette commande nécessite deux capteurs de courant et un capteur de la tension continue à l'entrée de l'onduleur. La période d'échantillonnage de la commande doit être la plus courte possible pour assurer une bonne qualité de contrôle du variateur et réduire l'ondulation des grandeurs contrôlées.

### V.3. Principe d'une commande DTC

Pour illustrer la régulation directe du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone, nous utilisons la représentation spatiale vectorielle des grandeurs du moteur. Les vecteurs flux, courant, et les huit séquences d'interrupteurs atteignables sur un onduleur à deux niveaux sont représentés dans le système de coordonnées du stator (Figure V.3).

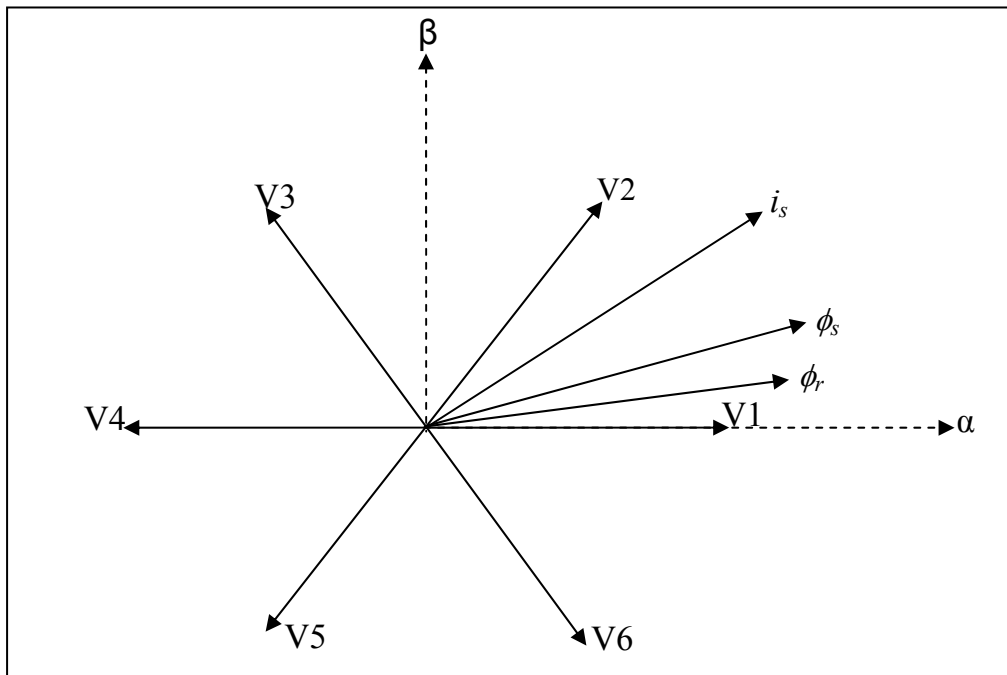


Figure V.3. : Représentation spatiale vectorielle des grandeurs moteurs

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la

tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique.

Il existe différentes techniques de contrôle DTC qui se différencient principalement, par, le nombre de vecteur tension utilisé et le choix des séquences de tension à appliquer ainsi que, la connaissance du comportement des états (flux, couple).

Dans ce travail, deux types de variantes de stratégies de commande DTC dérivées de la stratégie classique de I.Takahashi (Takahashi et al., 1986) sont présentées, la commande DTC classique fortement basée sur le sens physique et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations) ; et qui consiste à n'utiliser que des séquences actives.

La commande DTC que nous appellerons étendue qui utilise les huit vecteurs de tension de l'onduleur (six actifs et deux nuls) et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution du couple électromagnétique.

#### **V.4. Commande DTC classique**

Quelques soient les stratégies de contrôle adoptées pour le couple et le flux, le synoptique d'une commande DTC est le suivant :

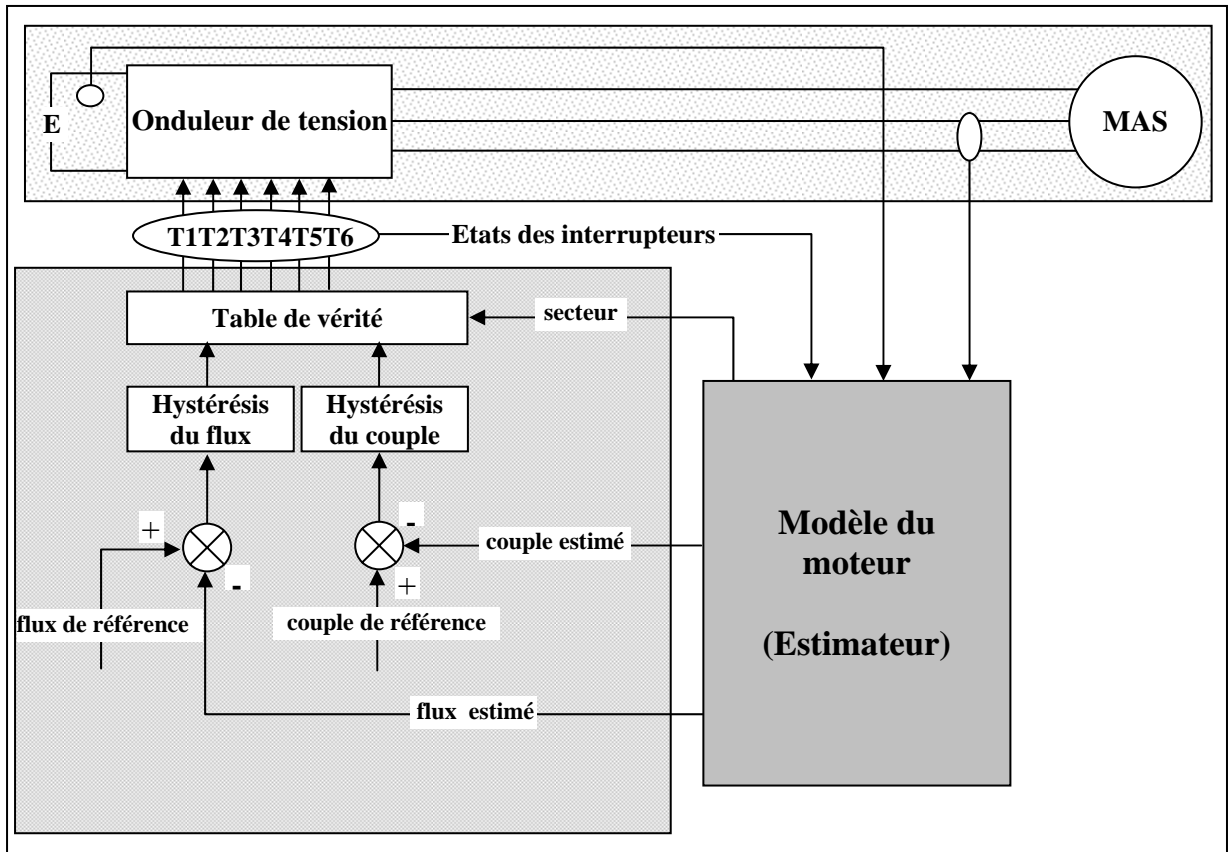


Figure V.4. : Synoptique général d'une commande DTC

Généralement, la commande DTC nécessite un modèle du moteur asynchrone pour estimer le couple électromagnétique et le flux statorique. Deux régulateurs d'hystérésis sont utilisés pour comparer les grandeurs de contrôle estimées à leur valeur de référence. La génération des ordres de commande de l'onduleur se fait à travers d'une table de vérité qui est établie en fonction de la stratégie adoptée. Cette table nécessite la connaissance de l'erreur du couple, de l'erreur du module du flux, ainsi que le secteur dans lequel se situe le flux.

### **V.4.1. Règles d'évolution de l'état électromagnétique de la machine**

Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser, au moins d'une manière qualitative, le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux. A cet effet, on établira ci-dessous des règles de comportement du flux statorique et du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, permettant ainsi l'établissement d'une relation entre l'application d'un vecteur tension et le sens de variation de ces variables.

#### **V.4.1.1. Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du vecteur flux statorique**

Le flux statorique de la machine est décrit par l'équation électrique suivante:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{V.1})$$

Par intégration de l'équation statorique de la machine asynchrone (V.1), on peut établir l'équation qui régit le comportement du vecteur flux statorique en fonction du temps (V.2) (Canudas, 2000):

$$\frac{d\phi_s}{dt} = V_s - R_s I_s \rightarrow \phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{V.2})$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur  $V_s$  à la machine durant un temps court,  $\Delta T = t_2 - t_1$ , est donnée par:

$$\phi_s(t_2) \approx \phi_s(t_1) + V_s \Delta T \rightarrow \Delta \phi_s = \phi_s(t_2) - \phi_s(t_1) \approx V_s \Delta T \quad (\text{V.3})$$

L'équation (V.3) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant à une vitesse (en Wb/s) égale à son amplitude (Figure V.5).

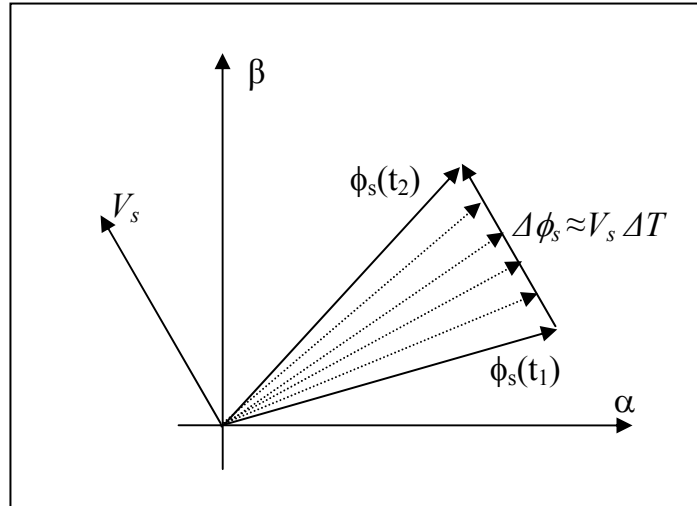


Figure V.5. : Evolution du vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

En disposant de l'ensemble des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux, il est donc possible de faire déplacer le vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$  selon six directions distinctes. En commutant d'un vecteur tension à un autre, à des instants précis et suivant certains critères, il est ainsi possible de faire déplacer le vecteur flux statorique sur le plan  $(\alpha, \beta)$  afin de lui faire suivre une trajectoire prédéfinie (Figure V.6).

La Figure V.5 montre aussi que l'amplitude du vecteur flux statorique, et donc la magnétisation de la machine, peut être augmentée (respectivement diminuée) en appliquant pendant un certain temps un vecteur tension ayant une forte composante colinéaire avec le vecteur flux statorique et de même sens (respectivement de sens inverse). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature aura un effet négligeable sur la variation de son amplitude (Roboam, 1995),(Aaltonen et al., 1995).

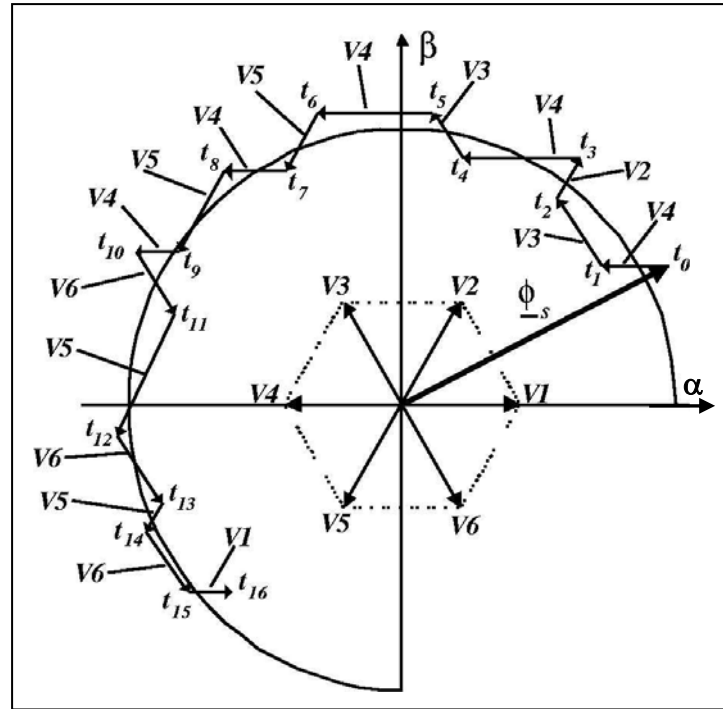


Figure V.6. : Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux

#### V.4.1.2. Effet d'un vecteur tension sur l'évolution du couple

Le couple développé par une machine asynchrone est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique:

$$C_{em} = k \|\phi_s \wedge \phi_r\| = k \|\phi_s\| \cdot \|\phi_r\| \cdot \sin \delta \quad (V.4)$$

Typiquement, la référence de l'amplitude du vecteur flux statorique est imposée à une valeur constante pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale, et à une valeur inversement proportionnelle à la vitesse en régime de survitesse. Ainsi, lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants. L'équation (V.4) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle  $\delta$ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Figure V.7).

Comme nous l'avons noté, le vecteur flux statorique peut être facilement positionnée

sur le plan  $(\alpha, \beta)$  en choisissant judicieusement les vecteurs tension générées par l'onduleur. On considère ici que la variation du vecteur flux rotorique au cours d'un temps suffisamment court est négligeable par rapport à celle du vecteur flux statorique, c'est à dire  $\dot{\rho} \approx 0$  (Figure V.7). Cette approximation est raisonnable lorsque la vitesse de rotation de la machine n'est pas trop élevée, dans la mesure où la vitesse de rotation du vecteur flux rotorique est fortement liée à la vitesse de la machine.

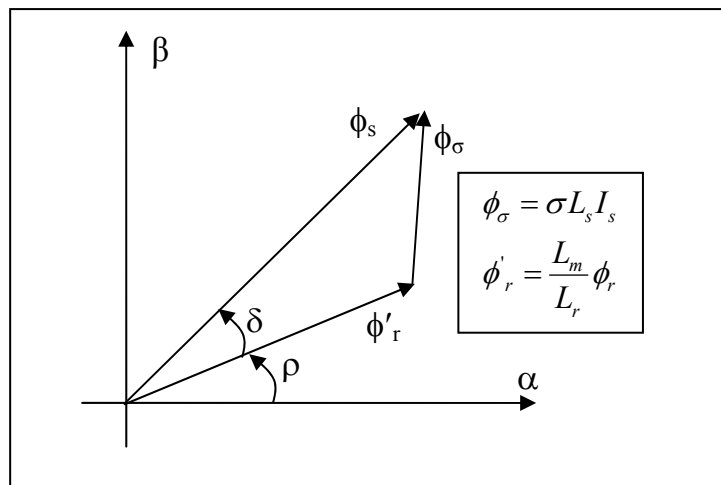


Figure V.7. : Vecteurs flux statorique, rotorique et de fuites.

La Figure V.7, montre que afin d'augmenter rapidement l'angle  $\delta$  et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En Figure V.8, on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard.

L'application d'un vecteur tension nul peut également permettre de faire varier le couple (Aaltonen, 1995).

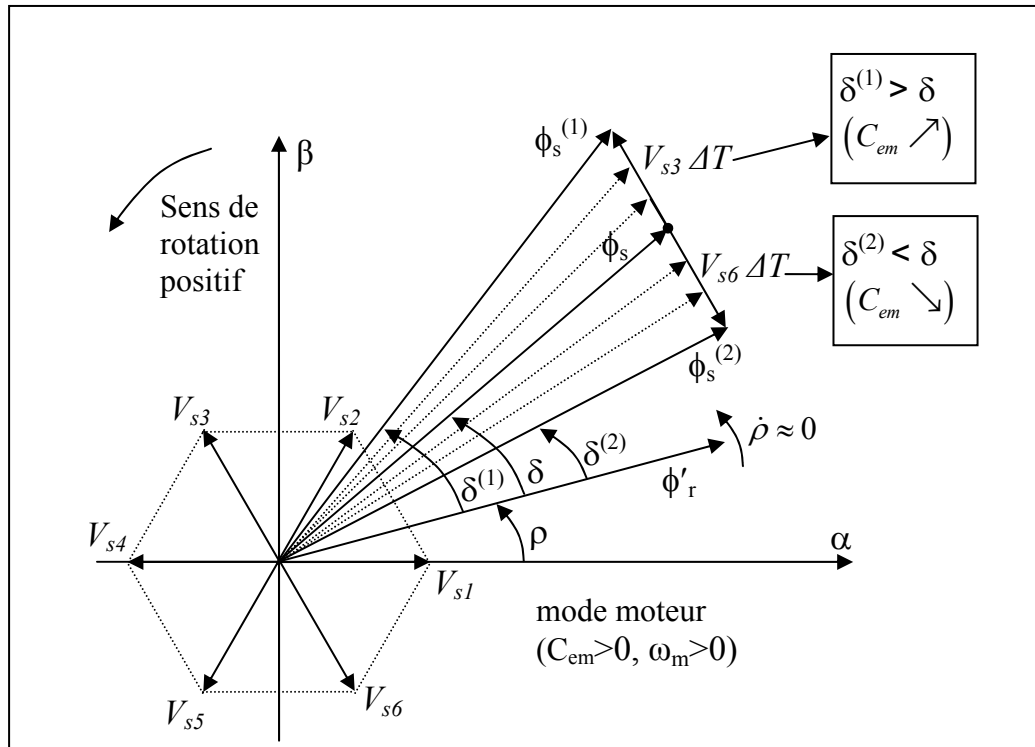


Figure V.8. : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux

#### V.4.2. Elaboration de la table de commande

Les différentes stratégies de contrôle sont développées à partir des règles d'évolution du module du flux statorique et du couple de la machine asynchrone en connaissant la position du flux statorique dans le plan complexe. L'analyse effectuée (§ V.4.1.1 et § V.4.1.2) montre que le plan complexe peut être découpé en six secteurs de  $60^\circ$ .

Une décomposition en douze secteurs est aussi possible (Takahashi et al., 1989), (Arcker-Hissel et al., 1998), mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans le cadre d'une commande DTC avec un onduleur à deux niveaux.



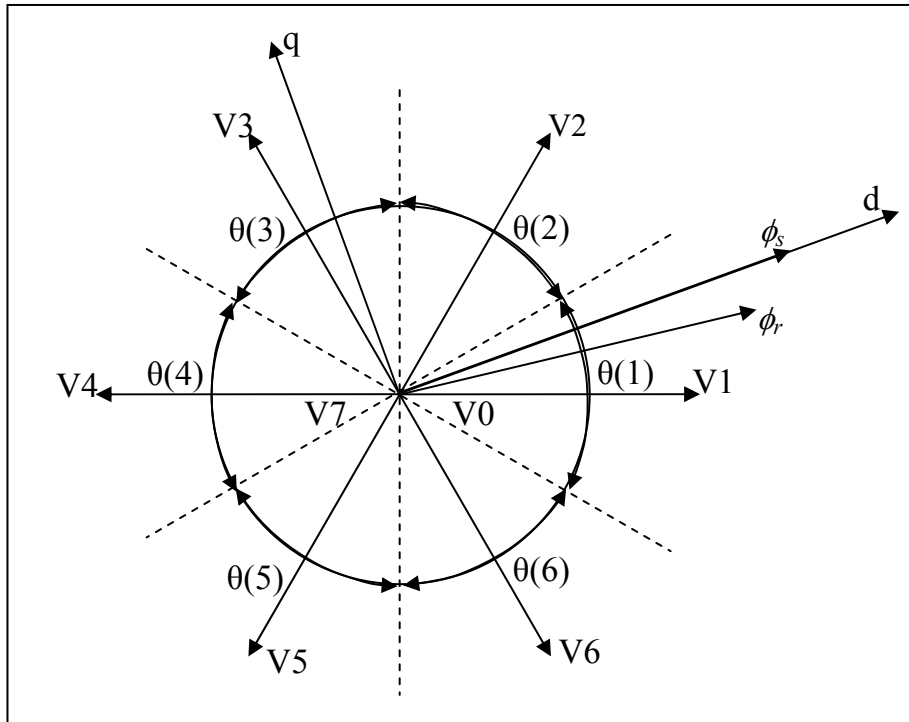


Figure V.9. : Décomposition du plan complexe en six secteurs

Afin d'illustrer la génération de la table de vérité nécessaire à la commande de l'onduleur, il s'avère intéressant de montrer un exemple sur le choix du vecteur tension à appliquer pour augmenter à la fois le module du flux et le couple, le vecteur flux statorique étant dans le secteur  $\theta(1)$  (Figure V.9).

Les vecteurs ( $V_1, V_2, V_6$ ) contribuent à augmenter le module du flux, et les vecteurs ( $V_2, V_3$ ) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur  $V_2$  est applicable pour répondre aux exigences demandées.

Ce même raisonnement s'applique à tous les cas de figure, ce qui donne naissance aux tables de commande du flux et du couple.

#### V.4.2.1. Table de commande du flux

La table de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\uparrow \ \phi_s\ $	V6,V1 ,V2	V1,V2 ,V3	V2,V3 ,V4	V3,V4 ,V5	V4,V5 ,V6	V5,V6 ,V1
$\downarrow \ \phi_s\ $	V3,V4 ,V5	V4,V5 ,V6	V5,V6 ,V1	V6,V1 ,V2	V1,V2 ,V3	V2,V3 ,V4

Table V.1 : Table de commande du flux

#### V.4.2.2. Table de commande du couple

La table de commande du couple montre les séquences de tension actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\uparrow C_{em}$	V2,V3	V3,V4	V4,V5	V5,V6	V6,V1	V1,V2
$\downarrow C_{em}$	V5,V6	V6,V1	V1,V2	V2,V3	V3,V4	V4,V5

Table V.2 : Table de commande du couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande :

	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$(\uparrow C_{em}) \& (\uparrow \ \phi_s\ )$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
$(\uparrow C_{em}) \& (\downarrow \ \phi_s\ )$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
$(\downarrow C_{em}) \& (\uparrow \ \phi_s\ )$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
$(\downarrow C_{em}) \& (\downarrow \ \phi_s\ )$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Table V.3 : Table de commande par séquences actives

A partir de cette table de commande, nous connaissons les différents vecteurs de tension actifs à appliquer afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

#### **V.4.3. Résultats de simulation**

Les paramètres de la machine simulée dans cette section sont donnés dans l'annexe. Il s'agit de la machine C.

Nous présentons à présent les résultats obtenus pour un essai de simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, selon le déroulement suivant:

- (0s - 0,2s)      magnétisation de la machine
- (0,2s - 1,2s)    accélération de la machine jusqu'à 1400 tr/min
- (1,2s - 2,5s)    fonctionnement en régime permanent
- (2,5s - 3s)      impact de charge de valeur le couple nominal.

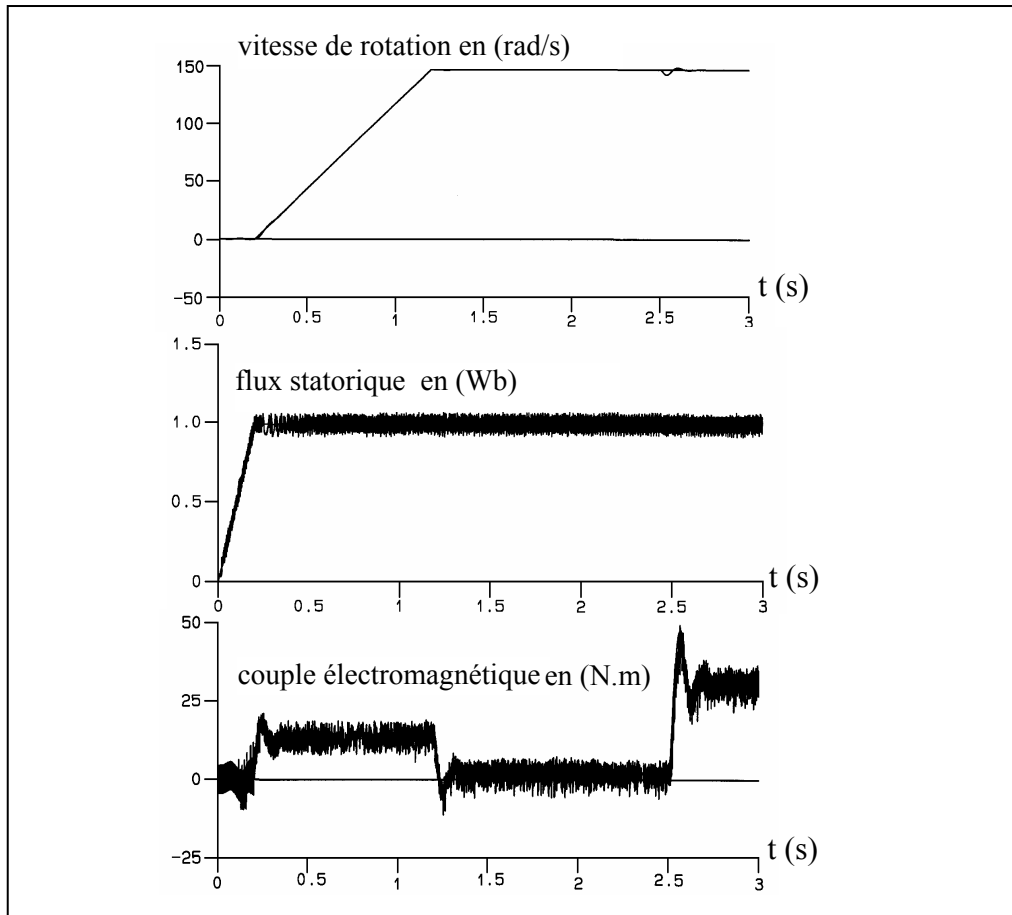


Figure V.10. : Impact de charge de valeur le couple nominal en régime permanent à 1400 tr/min

Le tracé de la figure.V.10 montre la dynamique du couple lorsqu'un échelon de couple de référence de valeur égale au couple nominal est appliqué en  $t = 2,5s$ . On note que le couple électromagnétique est ondulé. Ces ondulations sont dues à la stratégie de contrôle. Lors de la mise en charge, le système reprend rapidement sa vitesse de référence.

Ainsi, la commande DTC d'un variateur asynchrone permet d'avoir un temps de réponse du couple très court, donc une excellente dynamique en couple.

En revanche, l'idée de n'appliquer que des séquences de tension actives n'est pas optimale. En effet, l'absence de séquences de tension nulle dans la table de commande contribue à augmenter le nombre de commutations et donc les pertes correspondantes.

Pour limiter les pertes par commutation, une stratégie de contrôle a été élaborée permettant l'utilisation des séquences de tension nulle dans les tables de commande (§ V.6.3).

### **V.5. Commande DTC étendue**

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous développons une autre stratégie de commande, basée sur la commande DTC classique mais avec certaines améliorations. En effet, cette commande, que nous appellerons DTC étendue, utilise les huit vecteurs de tension de l'onduleur (six actifs et deux nuls). La table de sélection des vecteurs optimaux est aussi plus évoluée et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution de couple électromagnétique. Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode DTC étendue, le régulateur de couple a une sortie à trois niveaux, à la différence de la commande DTC classique où uniquement deux niveaux étaient considérés. La sortie de l'algorithme de commande est toujours l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur. On traite ci-dessous en détail cette stratégie de contrôle appliquée à la machine asynchrone

#### **V.5.1. Règle d'évolution du module du flux statorique**

La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans un repère fixe ( $\alpha, \beta$ ).

$$\frac{d\phi_s}{dt} = V_s - R_s I_s \quad (\text{V.5})$$

sachant que

$$\|\phi_s\| = \sqrt{(\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2)} \quad (\text{V.6})$$

La dérivée du module du flux statorique s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = \frac{\partial \|\phi_s\|}{\partial \phi_{s\alpha}} \frac{\partial \phi_{s\alpha}}{\partial t} + \frac{\partial \|\phi_s\|}{\partial \phi_{s\beta}} \frac{\partial \phi_{s\beta}}{\partial t} \quad (\text{V.7})$$

En utilisant les équations (V.5) et (V.6) dans l'équation (V.7) nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = \frac{1}{\|\phi_s\|} \left[ \phi_{s\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{s\beta} V_{s\beta} - R_s (\phi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{s\beta} i_{s\beta}) \right] \quad (V.8)$$

ou bien

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = \frac{1}{\|\phi_s\|} \left[ \text{Re}(\phi_s V_s^*) - R_s \cdot \text{Re}(\phi_s i_s^*) \right] \quad (V.9)$$

La représentation du module du flux statorique dans un repère tournant d'axes  $(d,q)$  où l'axe  $d$  coïncide avec le flux statorique (Figure V.11) permet de mieux illustrer le comportement du module du flux statorique en fonction de la tension et du courant statorique. Dans ce repère, nous pouvons réécrire l'équation (V.9) sachant que:

$$\|\phi_s\| = \phi_s = \phi_{sd} \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (V.10)$$

Nous obtenons ainsi :

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = \frac{d}{dt} \phi_{sd} = V_{sd} - R_s i_{sd} \quad (V.11)$$

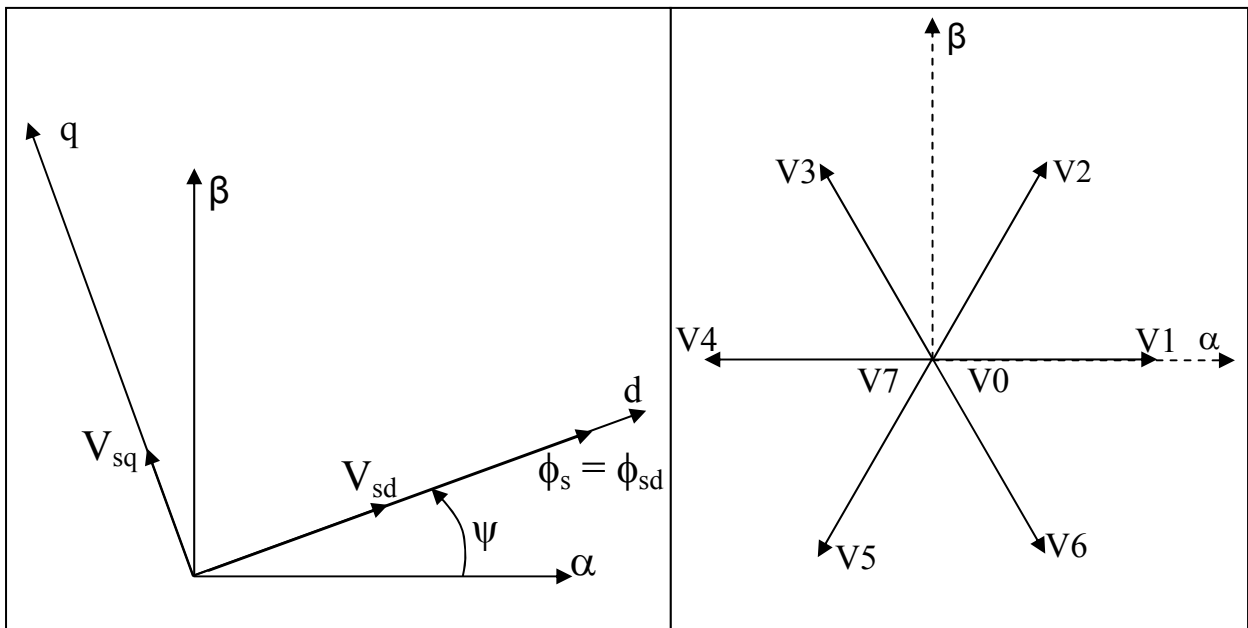


Figure V.11. : Orientation de l'axe  $d$  du repère tournant selon la direction du flux statorique

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient :

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = V_{sd} \quad (\text{V.12})$$

L'approximation sur la chute de tension dans la résistance statorique est réaliste, exceptée aux faibles vitesses où le terme  $R_s i_{sd}$  doit être considéré. A partir de l'équation (V.12), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique ( $V_{sd}$ ), c'est à dire que lorsque un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux statorique qui permet de faire évoluer son module.

#### **V.5.1.1. Application d'un vecteur de tension nul**

Si une séquence de tension nulle est appliquée ( $V_{sd} = 0$ ), nous constatons que la variation du module du flux statorique est toujours négative et proportionnelle au terme  $-R_s i_{sd}$  (V.13).

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = -R_s i_{sd} \quad (\text{V.13})$$

A moyenne et grande vitesse, le terme  $-R_s i_{sd}$  peut être négligé et la variation du module du flux statorique est considérée nulle.

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = 0 \quad (\text{V.14})$$

Dans la situation illustrée par le schéma (Figure V.11) ce sont les vecteurs ( $V1$ ,  $V2$ ,  $V6$ ) qui possèdent une composante  $V_{sd}$  positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. En revanche, les vecteurs ( $V3$ ,  $V4$ ,  $V5$ ) possèdent une composante  $V_{sd}$  négative permettant de diminuer le module du flux statorique.

De façon générale, la variation du module du flux statorique entre deux instants de commutations de période  $T_c$  s'exprime de la façon suivante :

$$\Delta \|\phi_s\| = (V_{sd} - R_s i_{sd}) T_c \quad (\text{V.15})$$

### V.5.2. Règle d'évolution du couple électromagnétique

La recherche de la règle d'évolution pour le couple électromagnétique s'avère plus délicate mais s'effectue de la même façon que pour le flux. Une étude basée sur un modèle de petites variations de la machine asynchrone valable à l'échelle de temps de la commutation permet d'exprimer la variation du couple en fonction de la tension et des grandeurs de contrôle (flux, couple), (Roboam, 1995), (Lovati et al., 1996).

Considérons l'expression du couple électromagnétique d'une machine asynchrone exprimée en fonction du courant et du flux statorique dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  :

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{V.16})$$

La dérivée du couple s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = P\left(\phi_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \phi_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt}\right) + P\left(i_{s\beta} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - i_{s\alpha} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt}\right) \quad (\text{V.17})$$

D'autre part, considérons le système d'équations (III.7) de la machine asynchrone exprimé dans un repère d'axes fixes:

$$V_s = R_s i_s + l_{s\sigma} \frac{di_s}{dt} + L_m \frac{d(i_s + i_r)}{dt} \quad (\text{V.18})$$

$$0 = R_r i_r + l_{r\sigma} \frac{di_r}{dt} + L_m \frac{d(i_s + i_r)}{dt} - j\omega \phi_r$$

Comme  $L_m \gg l_{s\sigma}, l_{r\sigma}$ , nous pouvons supposer à l'échelle de temps de la commutation que:

$$L_m \frac{d(i_s + i_r)}{dt} = 0 \quad (\text{V.19})$$



Donc, sur un intervalle de temps court séparant deux instants d'échantillonnage nous avons:

$$i_s = -i_r \quad (V.20)$$

Par conséquent, le système d'équations (V.18) devient :

$$V_s = R_s i_s + l_{s\sigma} \frac{di_s}{dt} \quad (V.21)$$

$$0 = R_r i_r + l_{r\sigma} \frac{di_r}{dt} - j\omega\phi_r$$

En tenant compte de l'équation (V.20), les deux équations (V.21) s'ajoutent et se résument en une seule équation :

$$V_s = (R_s + R_r) i_s + (l_{s\sigma} + l_{r\sigma}) \frac{di_s}{dt} + j\omega\phi_r \quad (V.22)$$

Nous obtenons ainsi le schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone valable à l'échelle de temps de la commutation (Figure V.12) :

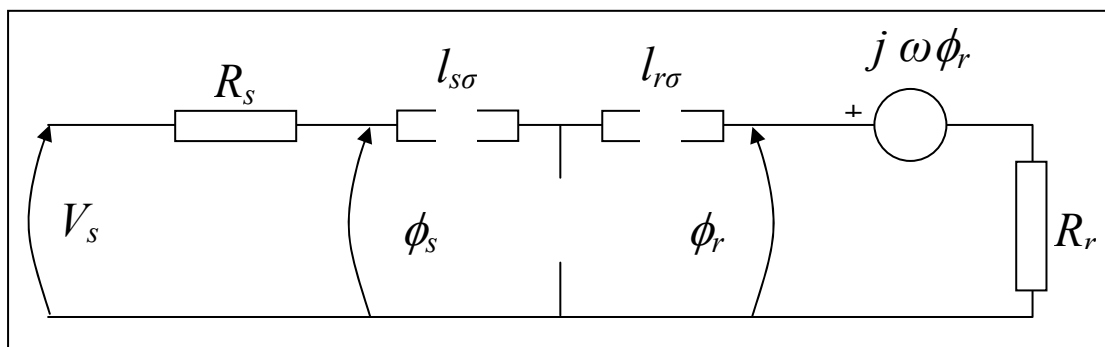


Figure V.12. : Schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone  
(fuites réparties) valable à l'échelle de temps de la commutation

Ainsi, nous exprimons la dérivée du courant statorique en fonction de la tension statorique, du flux rotorique et du courant statorique.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \left[ V_{s\alpha} - (R_s + R_r) i_{s\alpha} + \omega \phi_{r\beta} \right] \quad (\text{V.23})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \left[ V_{s\beta} - (R_s + R_r) i_{s\beta} - \omega \phi_{r\alpha} \right]$$

D'autre part, à partir de l'expression (V.5), nous avons le système d'équations suivant :

$$\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} \quad (\text{V.24})$$

$$\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}$$

En utilisant les équations (V.23) et (V.24) dans l'équation (V.17), nous obtenons l'équation de la variation du couple (V.26) sachant que:

$$\phi_{r\alpha} = \phi_{s\alpha} - (l_{s\sigma} + l_{r\sigma}) i_{s\alpha} \quad (\text{V.25})$$

$$\phi_{r\beta} = \phi_{s\beta} - (l_{s\sigma} + l_{r\sigma}) i_{s\beta}$$

La dérivée du couple valable à l'échelle de temps de la commutation est la suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \left[ \phi_{r\alpha} (V_{s\beta} - \omega \phi_{s\alpha}) - \phi_{r\beta} (V_{s\alpha} + \omega \phi_{s\beta}) - \frac{(R_s + R_r)}{P} C_{em} \right] \quad (\text{V.26})$$

ou bien

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \left[ \text{Im} \left[ \phi_r^* (V_s - j\omega \phi_s) \right] - \frac{(R_s + R_r)}{P} C_{em} \right] \quad (\text{V.27})$$

Nous exprimons aussi la dérivée du couple dans un repère tournant d'axes (d,q) où l'axe  $d$  coïncide avec le flux rotorique (Figure V.13) :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \left[ (V_{sq} - \omega \phi_{sd}) \|\phi_r\| - \frac{(R_s + R_r)}{P} C_{em} \right] \quad (\text{V.28})$$

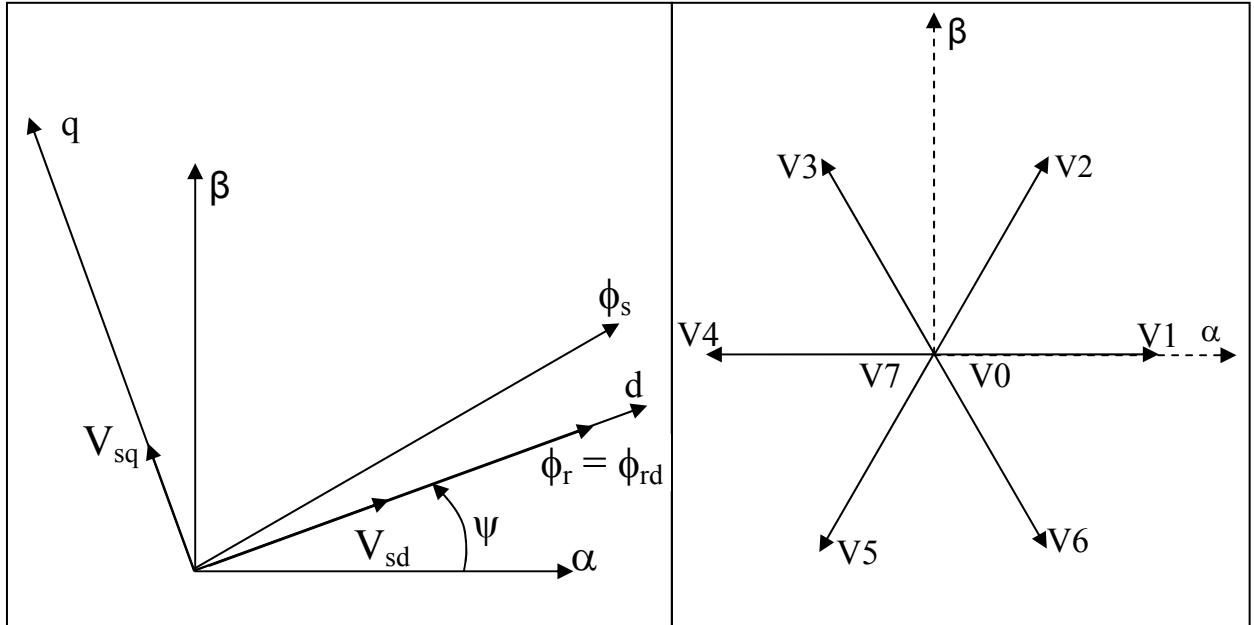


Figure V.13. : Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique

A partir de l'équation (V.28), nous avons de façon approchée l'évolution du couple électromagnétique pour tout point de fonctionnement de la machine asynchrone et quelque soit la séquence de tension appliquée (EI Hassan et al., 1997).

Une expression exacte de la dérivée du couple a été développée (Martins ,1998) Cette équation plus complète complexifie sensiblement, telle qu'elle est présentée, l'analyse qualitative de l'évolution du couple en fonction des séquences appliquées. Le développement de cette équation dans un repère tournant  $(d,q)$  où l'axe  $d$  coïncide avec le flux rotorique permet d'exprimer la dérivée exacte du couple en fonction des mêmes grandeurs que celles de l'équation (V.28), seuls les paramètres changent. Ainsi, l'expression exacte de la dérivée du couple devient :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{\left(\frac{\sigma L_s L_r}{L_m}\right)} \left[ (V_{sq} - \omega \phi_{sd}) \|\phi_r\| - \frac{(R_s L_r + R_r L_s)}{P L_m} C_{em} \right] \quad (V.29)$$

En conséquence, nous constatons la similitude entre les équations (V.28) et (V.29) et nous confirmons la validité de l'hypothèse faite dans l'équation (V.19) pour déterminer l'expression approchée de la dérivée du couple. Dans la suite du travail, nous tenons compte de l'expression (V.28).

### V.5.2.1. Application d'une séquence de tension active

La variation du couple (V.28) ne dépend pas seulement de la tension appliquée mais aussi de la vitesse de rotation, du flux, de l'état de charge et des paramètres de la machine asynchrone.

Le tracé de la dérivée du couple (Figure V.14) à partir de (V.28) montre :

- A basse vitesse, lorsqu'une séquence de tension active est appliquée, la variation du couple est quasi proportionnelle à la tension  $V_{sq}$ . Les pentes de couple consécutives à l'application d'une séquence active dans la direction de l'axe  $q$  sont importantes.
- A moyenne et grande vitesse, le terme  $\omega \phi_{sd}$  est non négligeable, et la variation du couple devient proportionnelle à  $(V_{sq} - \omega \phi_{sd})$  et dépend plus fortement de l'état de charge (influence du terme en  $\left(\frac{R_s + R_r}{P} C_{em}\right)$ ). Pour des vitesses élevées les termes  $V_{sq}$  et  $\omega \phi_{sd}$  se compensent donnant une faible pente du couple.

Les vecteurs ( $V2$ ,  $V3$ ,  $V4$ ) (Figure V.13) possèdent une composante  $V_{sq}$  positive. Ce sont donc ces vecteurs qui augmentent la valeur algébrique du couple de façon plus ou moins rapide selon le niveau de la vitesse et du couple et selon la phase du flux (position du repère  $d,q$ ). En revanche, les vecteurs ( $V5$ ,  $V6$ ,  $V1$ ) possèdent une composante  $V_{sq}$  négative permettant de diminuer la valeur algébrique du couple.

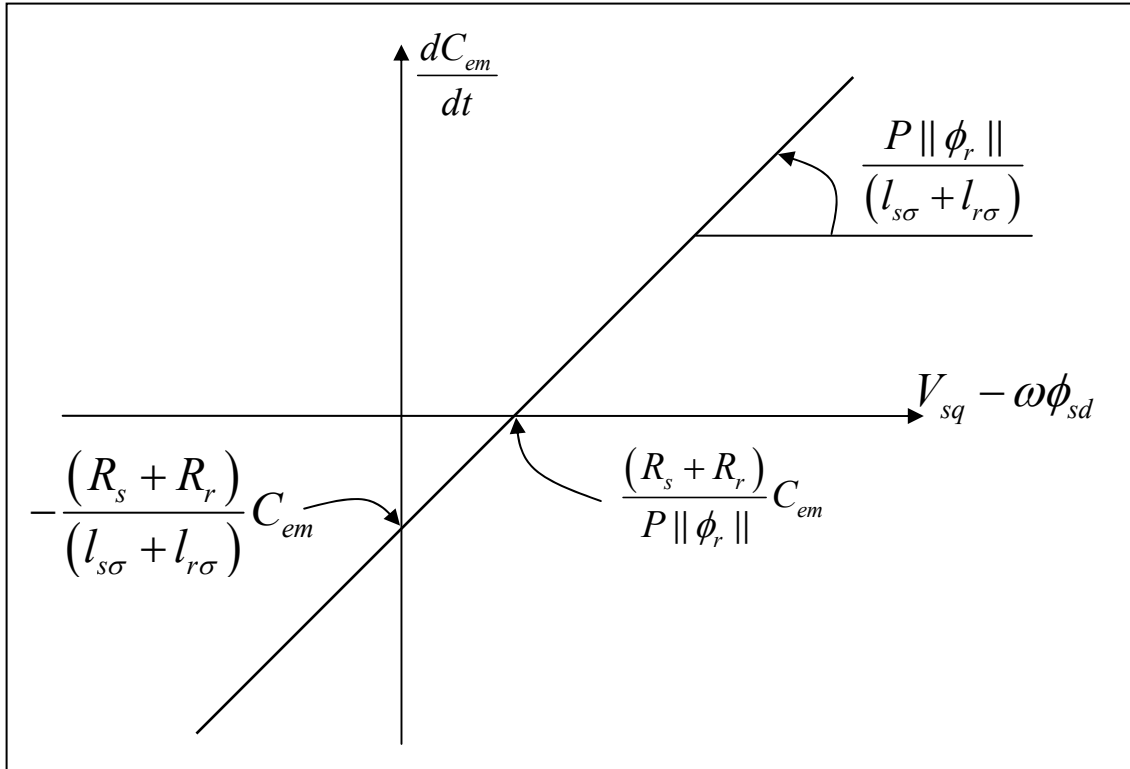


Figure V.14. : Tracé de la dérivée du couple

En conséquence, pour augmenter le couple  $\left(\frac{dC_{em}}{dt} > 0\right)$  il faut appliquer le vecteur de tension qui permet d'avoir la composante la plus en quadrature par rapport au flux rotorique et telle que:

$$V_{sq} > \left( \omega\phi_{sd} + \frac{(R_s + R_r)}{P\|\phi_r\|} C_{em} \right)$$

Sinon, le vecteur tension appliqué diminue ou garde constant le couple.

### V.5.2.2. Application d'une séquence de tension nulle

Lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée ( $V_{sq} = 0$ ), la dérivée du couple s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = -\frac{P}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} \left[ \omega\phi_{sd} \|\phi_r\| + \frac{(R_s + R_r)}{P} C_{em} \right] \quad (V.30)$$

L'expression (V.30) montre qu'une séquence de tension nulle permet de faire varier le couple dans un sens ou dans un autre selon le point de fonctionnement de la machine asynchrone. En effet,

$$\text{Si } \left( C_{em} < -\frac{P\phi_{sd} \|\phi_r\|}{(R_s + R_r)} \omega \right) \text{ alors } \frac{dC_{em}}{dt} > 0 \text{ (ZONE A)}$$

$$\text{Si } \left( C_{em} > -\frac{P\phi_{sd} \|\phi_r\|}{(R_s + R_r)} \omega \right) \text{ alors } \frac{dC_{em}}{dt} < 0 \text{ (ZONE B)}$$

$$\text{Si } \left( C_{em} = -\frac{P\phi_{sd} \|\phi_r\|}{(R_s + R_r)} \omega \right) \text{ alors } \frac{dC_{em}}{dt} = 0$$

Le sens de variation du couple, lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée, se résume dans le plan (couple, vitesse) selon (Figure V.15).

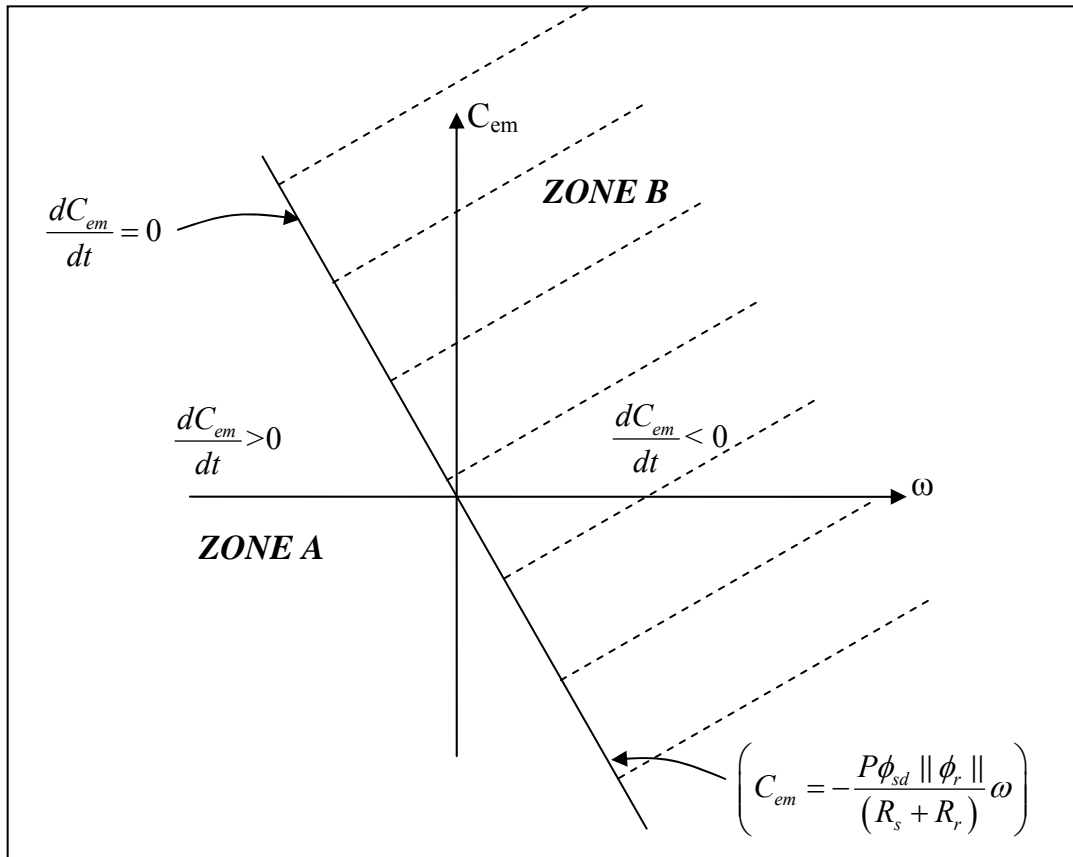


Figure V.15. : Sens de variation du couple lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée

Ce schéma montre qu'en fonctionnement moteur, la variation du couple dépend du signe de la vitesse. En effet :

Si  $(\omega > 0)$  et  $(C_{em} > 0)$  alors  $\frac{dC_{em}}{dt} < 0$ , donc  $C_{em}$  tend vers 0.

Si  $(\omega < 0)$  et  $(C_{em} < 0)$  alors  $\frac{dC_{em}}{dt} > 0$ , donc  $C_{em}$  tend vers 0.

En résumé, une séquence nulle ramène systématiquement le couple vers zéro en fonctionnement moteur. En revanche, en fonctionnement générateur, le sens de variation du couple dépend d'une part du signe de la vitesse et d'autre part du niveau du couple de la machine (El Hassan et al.,1997).

**V.5.3. Elaboration de la table de commande**

Cette stratégie se distingue de la stratégie de base de Takahashi (Takahashi et al.,1986) par le fait que des séquences nulles sont appliquées même si le couple est en dehors de sa bande d'hystérésis. La réalisation de cette stratégie de contrôle nécessite de déterminer la zone de fonctionnement (*A* ou *B*) de la machine (Figure V.15). Une largeur de bande d'hystérésis pour le couple et pour le flux suffit pour l'élaboration de la table de commande (El Hassan et al.,1997).

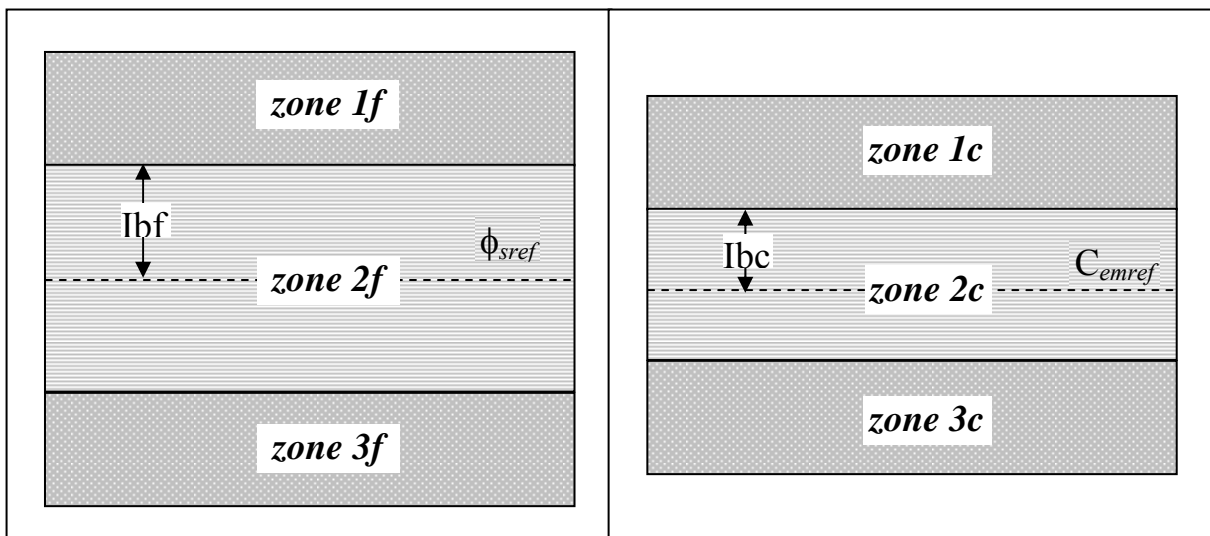


Figure V.16. : Largeurs de bande d'hystérésis du flux et du couple

Cette stratégie de contrôle est basée sur :

- l'application de séquence de tension nulle pour augmenter la valeur algébrique du couple et diminuer le module du flux si le point de fonctionnement se trouve dans la *zone A* (Figure V.15).
- l'application de séquence de tension nulle pour diminuer la valeur algébrique du couple et diminuer le module du flux si le point de fonctionnement se trouve dans la *zone B* (Figure V.15).

Par ailleurs, ce sont les séquences actives appropriées qui sont appliquées pour réguler le couple et le flux statorique de la machine asynchrone.

La table de commande suivante résume le principe de cette stratégie de contrôle :

		<i>1f</i>	<i>1f</i>	<i>1f</i>	<i>2f</i>	<i>2f</i>	<i>2f</i>	<i>3f</i>	<i>3f</i>	<i>3f</i>
		<i>1c</i>	<i>2c</i>	<i>3c</i>	<i>1c</i>	<i>2c</i>	<i>3c</i>	<i>1c</i>	<i>2c</i>	<i>3c</i>
<b>ZONE A</b> $\left(\frac{dC_{em}}{dt} > 0\right)$	$\theta(1)$	V5	V0	V0	V6	-	V0	V6	V1	V2
	$\theta(2)$	V6	V7	V7	V1	-	V7	V1	V2	V3
	$\theta(3)$	V1	V0	V0	V2	-	V0	V2	V3	V4
	$\theta(4)$	V2	V7	V7	V3	-	V7	V3	V4	V5
	$\theta(5)$	V3	V0	V0	V4	-	V0	V4	V5	V6
	$\theta(6)$	V4	V7	V7	V5	-	V7	V5	V6	V1
<b>ZONE B</b> $\left(\frac{dC_{em}}{dt} < 0\right)$	$\theta(1)$	V0	V0	V3	V0	-	V2	V6	V1	V2
	$\theta(2)$	V7	V7	V4	V7	-	V3	V1	V2	V3
	$\theta(3)$	V0	V0	V5	V0	-	V4	V2	V3	V4
	$\theta(4)$	V7	V7	V6	V7	-	V5	V3	V4	V5
	$\theta(5)$	V0	V0	V1	V0	-	V6	V4	V5	V6
	$\theta(6)$	V7	V7	V2	V7	-	V1	V5	V6	V1

Table.V.4 : Table de commande à deux zones

Dans la colonne centrale (*2f*, *2c*) pour laquelle les grandeurs de contrôle sont à l'intérieur de leur bande, la séquence de tension actuelle est maintenue.



#### V.5.4. Résultats de simulation

Des simulations ont été réalisées, en utilisant la table de commande à deux zones, pour illustrer le comportement du couple et du flux statorique.

Les trois prochaines figures (Figure V.17), (Figure V.18) et (Figure V.19) illustrent les relevés obtenus pour trois séries de simulations à savoir:  $(\omega_{nom} - C_{nom})$ ,  $(\omega_{nom} - 1,5C_{nom})$  et  $(1,4\omega_{nom} - C_{nom})$ . Comme on peut le constater le contrôle du flux statorique est parfaitement réalisé dans les trois cas.

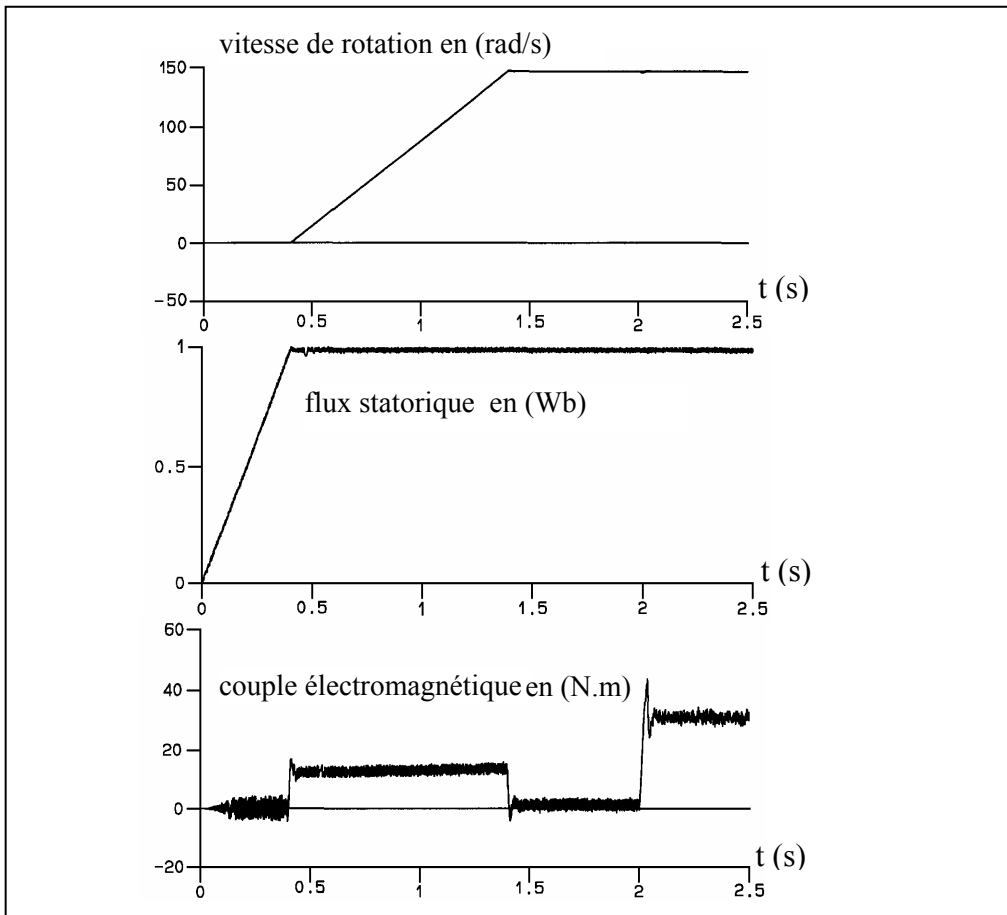


Figure V.17. : Performances du contrôle direct du couple DTC dans une application 2-niveaux: fonctionnement à vitesse nominale et impact de charge de valeur le couple nominal.

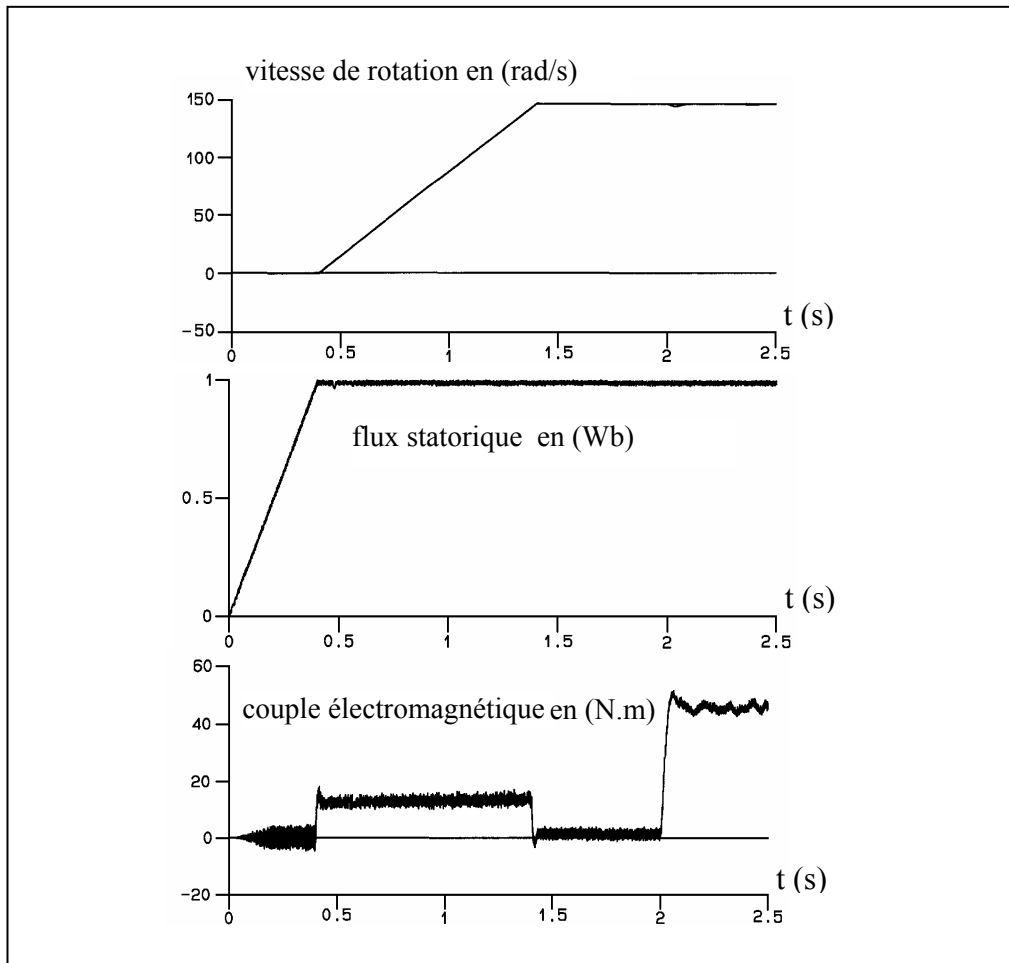


Figure V.18. : Performances du contrôle direct du couple DTC dans une application 2-niveaux: fonctionnement à vitesse nominale et impact de charge de valeur une fois et demie le couple nominal.

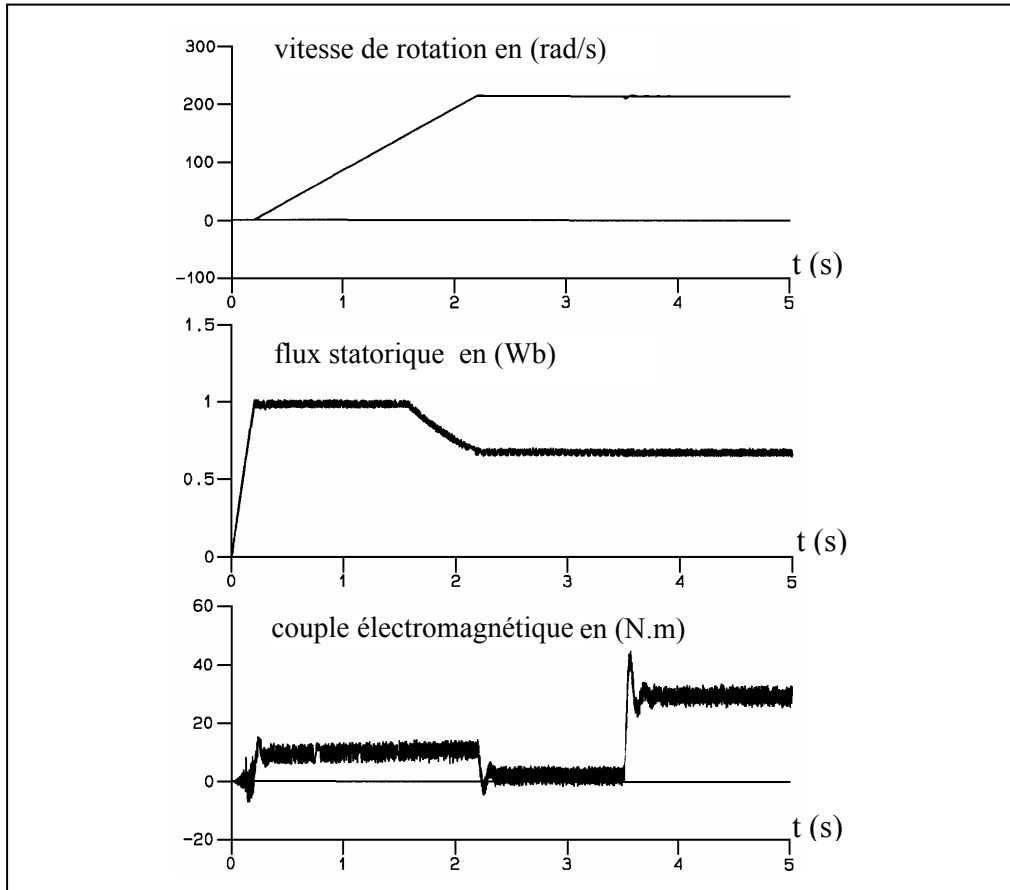


Figure V.19. : Performances du contrôle direct du couple DTC dans une application 2-niveaux: fonctionnement en survitesse et impact de charge de valeur égale au couple nominal.

Ces résultats ne sont pas aisés à obtenir, comme le souligne le cas de l'impact de charge supérieur au couple nominal à vitesse nominale où le maintien de la vitesse à sa référence est réalisé avec une précision plus faible. Ce résultat dépend fortement de la précision avec laquelle flux et couple sont contrôlés, et donc des largeurs de bandes d'hystérésis des régulateurs. Dans le cadre de la Figure V.19,  $\Delta\phi$  vaut 0.5% du flux nominal et  $\Delta C$  vaut 10% du couple nominal. Pour améliorer encore ces performances, il faudrait diminuer davantage la valeur de l'hystérésis sur le contrôle du couple (jusqu'à 2% du couple nominal par exemple). Or ceci entraîne, une augmentation conséquente de la fréquence de commutation des interrupteurs. La détermination de  $\Delta C$  résulte donc également d'un compromis entre fréquence de commutation et performances dynamiques.

## **V.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe d'une commande DTC d'un variateur asynchrone. Cette commande est basée principalement sur la connaissance du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. Comme nous avons pu le constater, la commande DTC présente une régulation très rapide et précise du couple et fournit donc une performance dynamique du couple élevée. Aussi, elle ne nécessite pas un étage MLI pour la génération des commandes de l'onduleur qui se fait de façon directe via une table de vérité.

La compréhension de l'évolution du couple en fonction des états du système et des séquences appliquées constitue la base des stratégies de contrôle présentées différentes par rapport à la stratégie développée par Takahashi.

Notons que la commande DTC présente l'inconvénient d'avoir une fréquence de modulation variable de l'onduleur, ce qui génère un bruit acoustique gênant pour certaines applications et un risque de résonance mécanique.

## *Conclusion générale*

## **Conclusion générale**

L'ensemble de notre travail porte sur le thème de la vitesse variable des actionneurs électriques. A l'origine de l'étude que nous avons présentée, l'idée maitresse était d'analyser, valider et voir les limites de performances des stratégies de commande utilisées. L'objectif de base est l'amélioration des performances d'un variateur de vitesse asynchrone utilisant une commande DTC, en vue de retrouver des performances comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans une première partie de ce travail, après avoir présenté la modélisation du convertisseur statique alternatif-continu commandé en modulation de largeur d'impulsion et la machine à courant continu, une étude en simulation a révélé que cette structure d'alimentation confère des avantages significatifs, au niveau de la qualité du signal de sortie (tension, courant), ainsi une réduction sensible des problèmes liés à l'utilisation des convertisseurs classiques.

La structure de commande, présentée au deuxième chapitre, utilise le principe de régulation en cascade. L'étude en simulation de ses performances statiques et dynamiques a retenu notre attention, car elle offre un certain nombre d'avantages par rapport à la configuration utilisant un dispositif de commande basé sur une alimentation classique :

- minimisation des ondulations du couple,
- accès aux quatre quadrants par inverseur statique à thyristor, donnant des performances dynamiques en couple très satisfaisantes,
- simplicité de l'algorithme de commande.

Les performances élevées de l'actionneur à courant continu sont dues au dispositif balais-collecteur qui facilite grandement sa commande. Malheureusement, sa présence pose de nombreux problèmes, les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesse, ni en milieu corrosifs ou

explosifs. Face à cette limitation, le moteur asynchrone présente des avantages attractifs tels que simplicité de construction, faible coût d'achat et de maintenance, la robustesse, ...etc.

Ainsi, dans une troisième partie de ce travail, après avoir précisé le type d'alimentation et le modèle de la machine asynchrone considéré. Les résultats de simulations ont révélé les caractéristiques d'une structure dynamique fortement non linéaire et des variables internes de la machine asynchrone tels que le couple et le flux sont fortement couplés, ce qui complique sa commande.

Dans la quatrième partie de ce travail, nous avons proposé un exposé non exhaustif de différentes techniques de contrôle de la machine. L'objectif de cet exposé est de justifier notre choix de stratégie de contrôle. Nous avons ainsi été amenés à considérer tout d'abord une loi de commande en boucle ouverte, souvent utilisée mais totalement incapable de fournir des réponses de grande dynamique. Dans un deuxième temps, le contrôle par flux orienté a retenu notre attention. Mais, il pêche par la lourdeur de son algorithme et donc par une période d'échantillonnage en désaccord avec les contraintes dynamiques attendues. De plus, son utilisation nécessiterait l'introduction d'un modulateur de largeur d'impulsions et donc d'un délai supplémentaire. Finalement, une stratégie de contrôle de type contrôle direct du couple nous a semblé répondre aux exigences recherchées.

L'objet de la cinquième partie de ce mémoire a dès lors consisté en l'étude théorique de cette stratégie. Le contrôle des principales variables de la machine asynchrone, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, est obtenu par choix direct dans une table de commutation des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur. Ces choix sont faits de telle sorte qu'ils maintiennent les deux grandeurs découplées dans une bande d'hystérésis au voisinage de leurs valeurs de référence. Notre contribution se situe essentiellement dans le développement de deux techniques différentes qui, ont été étudiées et validées. Une table de commutation a été conçue dans le souci de la réduction de la fréquence de commutation des interrupteurs de

puissance et de la limitation des pertes énergétiques au niveau de l'onduleur.

A ce stade, une étude en simulation des performances statiques et dynamiques du contrôle direct du couple pour des applications en 2-niveaux de tension a retenu notre attention. Il s'agit d'une minimisation de l'ondulation du couple pour la commande DTC qui, utilise des vecteurs nuls par rapport à la commande DTC classique. Aussi, l'étude des performances dynamiques de la loi de contrôle a montré en commande en couple de la machine, des réponses en couple très rapides lors de brusques variations de sa référence. En contrôle de vitesse, c'est le régulateur de vitesse qui impose sa dynamique à l'ensemble.

Tous ces éléments font du contrôle direct du couple une structure de commande performante.

Les perspectives à donner à ce travail sont multiples de par l'aspect encore relativement novateur du contrôle direct du couple ainsi que de par le faible nombre de réalisations expérimentales existant à ce jour:

- Amélioration du comportement de la commande DTC autour de la fréquence statorique nulle et la comparaison par rapport aux commandes classiques.
- Réalisation des métriques approfondies comparant ce travail aux commandes par flux orienté en mettant précisément en regard le cahier des charges.
- Estimation de la résistance statorique et la compensation des temps morts et des chutes de tension dans l'onduleur pour avoir les meilleures performances possibles à très basse vitesse.
- Etude de la réduction du coût du dispositif de commande afin d'intégrer la commande DTC dans un produit final avec un coût raisonnable.



## **Annexe**

### **Paramètres des actionneurs simulés**

**Machine A:** moteur à courant continu à excitation séparée

Puissance nominale: 3 hp

Courant nominal :  $I_n = 11.6 \text{ A}$

Tension nominale :  $U_n = 220 \text{ V}$

Vitesse nominale : 1500 tr/min

$R_a = 3,1 \Omega$

$L_a = 24 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

$T_a = 7,74 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

$K_m = 1,37 \text{ V/tr/min}$

$T_m = 151 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

$J = 0,025 \text{ Kg.m}^2$

$B = 0,089 \text{ N.m /rad /s}$

$P = 2$

**Machine B:** moteur asynchrone

Puissance nominale: 0.25 KW

Tension nominale :  $U_n = 110 \text{ V}$

Vitesse nominale: 1500 tr/min

$R_s = 1,923 \Omega$

$R_r = 1,739 \Omega$

$L_s = 0,1157 \text{ H}$

$L_r = 0,1154 \text{ H}$

$L_m = 0,1126 \text{ H}$

$J = 0,012 \text{ Kg.m}^2$

$K = 0,0011 \text{ N.m /rad /s}$

$P = 1$

**Machine C:** moteur asynchrone

Puissance nominale: 4 KW

Courant nominal:  $I_n = 14.8 \text{ A}/8.5\text{A}$

Tension nominale :  $U_n = 220 \text{ V}/380\text{v}$

Vitesse nominale: 1440 tr/min

$R_s = 1,4 \Omega$

$R_r = 0,8 \Omega$

$L_s = 0,14 \text{ H}$

$L_r = 0,14 \text{ H}$

$L_m = 0,135 \text{ H}$

$J = 0,078 \text{ Kg.m}^2$

$K = 0,005 \text{ N.m /rad /s}$

$P = 2$

**Aaltonen M.**, Tiitinen P., Lalu J., and Heikkila S., Régulation Directe du Couple d'Entraînements à Courant Triphasé, *Revue ABB*, Vol.3, 1995, pp. 19-24.

**Andreas-Purwoadi M.**, Réglage non-linéaire du variateur de vitesse asynchrone sans capteur mécanique, *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, 13 juin 1996.

**Arcker-Hissel A.M.**, Ben-Ammar F., Pietrzak-David M., De Fornel B., Evaluation of several switching tables used in variable structure control of high power induction motor drives supplied with 3-level inverter, *Proc. EPE'97. Trondheim. Vol.2*, pp. 771-776.

**Arcker-Hissel A.M.**, Ben-Ammar F., Pietrzak-David M., De Fornel,B., Improved variable structure controllers of high power 3-level inverter-fed induction motor drives, *IEEE, 2°IMACS IM. CESA'98, Tunisia, Avril 1998*, pp. 1031-1036.

**Barret Ph.**, Régimes Transitoire des Machines Electriques Tournantes, *Edition Eyrolles, Collection Direction des Etudes et Recherches EDF.*, 1987.

**Ben ammar F.**, Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance: Modulation vectorielle, Estimation par filtrage de Kalman, Contrôle par orientation du flux, *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, 5 avril 1993.

**Blaschke F.**, The Principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines, *Siemens Review*, 1972, Vol.39, pp.217-220.

**Bose B. K.**, Modern Power Electronics and ac Drives, *Prentice Hall PTR*, 2002.

**Buhler H.**, Convertisseurs statiques, *Presses polytechniques et Universitaires romandes, Lausanne*, 1991.

**Canudas C.**, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones, *Paris, Hermès Science*, 2000, 258 p.

**Caron J-P.**, Hautier J-P., Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, *Méthodes et pratiques de l'ingénieur, Collection P. Borne, Editions Technip-Paris*, 1995.

**Casadei D.**,Grandi G., Serra G., Tani A., Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines, *IECON. Sept. 1994. Vol. I*, pp. 299-304.

**Chatelain J.**, Machines électriques, *Volume1 Dunod. Presses Polytechniques romandes*,1983.

**Depenbrock M.**, Direct self control (DSC) of inverter fed induction machines, *IEEE. Trans. on Power Electronics*, Vol. 3, N° 4. Oct. 1988. pp 420-429.

**Depenbrock M.**, Direkte Selbstregelung (DSR) fur hochdynamische drehfeldantriebe mit stromrichterspeisung, *etzArchiv*, 7 (1985), H. 7, S. 211- 218.

**De Fornel B.**, Machines à courant alternatif alimentées à fréquence variable par des convertisseurs statiques, *Thèse de Doctorat à l'INP Toulouse, 1976.*

**EL Hassan I.**, Roboam X., De Fornel B., and Westerholt E.V., Torque dynamic behavior of induction machine Direct Torque Control in four quadrant operation, *ISIE. Guimaraes, Portugal, July 1997.*

**Feraga C-E.**, Bouldjedri A. and Yousfi A., Uniform Pulse-Width Modulation (UPWM) Three-phase Four-Quadrant ac-dc Converter-Fed DC Motor Drive, *Asian Journal of Information Technology, ISSN:1682-3915, 2006, N°5(7), pp. 761-766.*

**Feraga C-E.**, Yousfi A., Robust Positional Control System for an Induction Actuator, *European Journal of Scientific Research, ISSN 1450-216X, 2008, Vol.21 No.4, pp. 687-692.*

**Gorez R.**, Galardini D., and Zhu, K.Y., Internal model control and disturbance observer, *Proc. of the 30<sup>th</sup> IEEE-CDC, Brighton, 1991, pp. 229-235.*

**Hamed S.A.**, Performance evaluation of three-phase variable-speed DC Drive systems with uniform PWM control, *IEEE Trans. On power electronics, Vol.12,N°2, march 1997.*

**Hofmann H.**, Sanders S.R., and Sullivan C., Stator-flux-based vector control of induction machines in magnetic saturation, *IEEE-IAS Annual Meeting, 1995, Vol. 1, pp 152-158.*

**Jellassi K.**, Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté:étude de la numérisation de la commande, sensibilité aux variations paramétriques, *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 11 juillet 1991.*

**Khan B.H.**, Dubey G.K., and Doradla S.R., An Economical four-quadrant GTO converter and Its Application to dc drives, *IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 8, N°1, january 1993.*

**Khan B.H.**, Doradla S.R., and Dubey G.K., A new simultaneous gating GTO dual-converter-fed dc motor drive without circulating current, *in IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 1988, pp. 520-526.*

**Khan B.H.**, Doradla S.R., and Dubey G.K., A three phase ac-dc GTO converter employing equal pulse width modulation (EPWM), *IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 27, N°2, March/April 1991.*

**Krafka P.**, Bunte A. and Grotstollen H., Comparison of induction machine control with orientation on rotor flux or on stator flux in a very widefield weakening region, *EPE'95, 1995, Vol. 3, pp 3.486-3.491.*

**Leonhard W.**, Control of electrical drives, *2<sup>nd</sup> edition, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 1997.*

**Louis J.P.**, Husson R., Motor Drives, *Direct Current, Systems and Control Encyclopaedia, Pergamon Press, 1988.*

**Martins C.A.**, Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension multiniveaux à fréquence imposée, *JCGE'98. ENS de Cachan – LESIR*.

**Munoz-Garcia A.**, Lipo T.A., and Novotny D.W., A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds, *IEEE Trans. on Ind. Appl., Jaofit, juillet 1998, Vol. 34, N°4, pp. 813-821*.

**Ojo O.**, Vipin M., Steady state performance evaluation of saturated field oriented induction motors, *IEEE-IAS. Annual Meeting, 1990, Part 1, pp. 51-60*.

**Ourth T.**, Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse - Observation déterministe du flux rotorique, *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 10 novembre 1995*.

**Pohjalainen P.**, Tiitinen P., and Lalu J., The next generation motor control method, Direct Torque Control, *EPE. Journal. Vol. 5, N° 1, March 1995*.

**Roboam X.**, De la Modélisation à la Commande des Machines Asynchrones, *Edition Interne LEEI, 1995*.

**Robyns B.**, Buyse H., and Labrique F., Study and implementation of a simplified and robust position digital controller for a PM synchronous actuator, *IEEE Transactions on Power Electronics, 5, 1994, pp. 457-462*.

**Robyns B.**, Galardini D., Gorez R., Labrique F., and Buyse H., Asservissements de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle de l'actionneur et de sa commande vectorielle, *Actes des Journées d'Etudes de la SEE sur les Asservissements Electromécaniques Rapides-Modélisation et Régulations Avancées, Metz, 21-22 octobre 1992, pp. 45-51*.

**Siala S.**, Motorisation asynchrone d'un robot mobile: observation et régulation du flux, contrôle d'alimentation pour le suivi de trajectoire, *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 14 février 1992*.

**Takahashi I.**, Noguchi T., A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE IAS, Annual Meeting, 1985, Vol.1, pp. 495-502*.

**Takahashi I.**, Noguchi T., A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE. Vol. IA-2, N° 5, September 1986, pp. 820-827*.

**Takahashi I.**, Ohmori, Y., High-performance direct torque control of an induction motor, *IEEE. Trans. IA. Vol IA-25. No 2, Mars/Avril 1989, pp. 257-264*.

**Walczyzna A.M.**, Problems of application of direct flux and torque control methods to high power vsi-fed drives operating at low speed, *IECON. Sept. 1994. Vol. I, pp. 293-298*.

**Westerholt E.V.**, Commande non linéaire d'une machine asynchrone, *Thèse de doctorat à l'INP Toulouse, 1994*.

**Xu X.**, DE Doncker R. and Novotny D.W., A stator oriented induction machine drive, *IEEE-PESC'88, 1988, Vol. 2, pp. 870-876*.